



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de T^a de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

Técnicas de precodificación lineal para coordinación de celdas en sistemas MIMO

Autor: Guillermo García Blázquez

Tutor: Dra. Matilde Sánchez Fernández

Leganés, 2010

Título: Técnicas de precodificación lineal para coordinación de celdas en sistemas MIMO

Autor: Guillermo García Blázquez

Tutor: Dra. Matilde Sánchez Fernández

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

Agradecer a mi familia por su educación, el apoyo incondicional dado no sólo en la etapa de la carrera sino a lo largo de la vida, cuando en esos momentos de dificultad te caes y siempre te tienden la mano para levantarte, sin vosotros no habría escrito esto.

A mi tutora, Matilde, por su ayuda, paciencia y su atención en cualquier duda, problema o consejo tanto dentro del proyecto como fuera de éste.

Por supuesto, agradecer a mi novia y a mis compañeros que me han ayudado a lo largo de la carrera y que han hecho más llevadero el estudio de todos estos años. Con todos los que he compartido horas y horas de biblioteca en fechas de exámenes con aquellas dudas de última hora. En definitiva, agradecer a todos los que habéis estado al pie del cañón cuando ha sido necesario.

Por último, agradecer a todos los profesores de la carrera que me han aguantado en tantas horas de tutorías y por siempre en disposición de ayudar al alumno.

Resumen

En sistemas multiantena y multiusuario MU-MIMO (*Multi-user Multiple-Input Multiple-Output*), la multiplexación espacial puede aumentar la tasa de bit sin necesidad de implementar costosos sistemas de procesamiento de señal.

Ya sea a corto o largo plazo, la información de canal estará disponible en las estaciones base BTS (*Base Station*) siendo posible la precodificación coordinada de las señales deseadas por los usuarios. Esta precodificación se puede usar de forma muy eficiente para eliminar la interferencia multiusuario MUI (*Multi-User Interference*) usando *Codificación en Papel Sucio*, del inglés, “*Dirty Paper Coding*” (DPC) o Técnicas de Precodificación Lineal. Estas técnicas permiten que el procesamiento complejo se realice en la estación base, simplificando de manera significativa los terminales móviles de los usuarios.

A lo largo del proyecto se estudiarán diferentes técnicas Lineales de Precodificación de canal sobre un escenario MU-MIMO con reuso universal de frecuencia (UFR). Se utiliza un modelo de sistema realista en espacio y se asume el conocimiento a priori del canal.

Abstract

In Multi-User Multiple-Input Multiple-Output (MU-MIMO) systems, spatial multiplexing can be employed to increase the throughput without the need of expensive signal processing technologies.

In the case that channel state information is available at the base station (BTS), this will facilitate the joint precoding of the signals intended for the different users. Precoding is used to efficiently eliminate or suppress Multi-User Interference (MUI) via Linear Precoding Techniques or by using “Dirty Paper Coding” (DPC). It also allows us to perform most of the complex processing at the BTS which leads to a simplification of the mobile terminals.

In this document, we will study different Linear Precoding Techniques in MU-MIMO systems using universal frequency reuse (UFR). We will work with a realistic spatial system and we will assume the a priori knowledge of channel.

Índice General

1. Introducción	1
1.1 Objetivos del Proyecto.....	2
1.2 Estructura de la memoria.....	4
 2. Sistemas MIMO en entornos celulares	 7
2.1 Escenarios Celulares y Sistemas MIMO.....	8
2.2 Precodificación.....	13
2.3 Coordinación.....	15
2.4 Modelo del sistema.....	16
2.5 Modelos de transmisión: Técnicas de Precodificación Lineal.....	21
2.5.1 Forzado a Cero ó <i>Zero-Forcing</i> (ZF).....	21
2.5.2 Mínimo error cuadrático sin restricción de potencia (MMSE-UC).....	22
2.5.3 Mínimo error cuadrático con control de potencia en el trasmisor (MMSE-C).....	23
 3. Escenario de Simulación	 27
 4. Resultados	 33
4.1 Resultados del modelo ZF y MMSE-UC.....	34

4.1.1 Resultados para $F = -75$ dB.....	35
4.1.2 Resultados para $F = -87$ dB.....	45
4.1.3 Resultados para $F = -100$ dB.....	43
4.1.4 Comparaciones de ruido para ZF.....	47
4.2 Resultados MMSE-C.....	49
4.2.1 Resultados para $F = -75$ dB.....	50
4.2.2 Resultados para $F = -87$ dB.....	54
4.2.3 Resultados para $F = -100$ dB.....	58
4.2.4 Comparaciones ZF Vs MMSE-C.....	60
5. Conclusiones y Líneas Futuras	64
6. Presupuesto	66

Índice de Figuras

Figura 2.1. Sistema celular con las antenas localizadas en el centro de la celda.....	9
Figura 2.2. Sistema celular con antenas directivas.....	10
Figura 2.3. Antena celular.....	10
Figura 2.4. Modelo de transmisión de un sistema MIMO.....	11
Figura 2.5. Modelo Sistema MIMO con módulo de coordinación.....	16
Figura 2.6. Modelo del Sistema.....	17
Figura 2.7. Modelo del canal H.....	19
Figura 3.1. Escenario celular.....	28
Figura 3.2. Escenario celular toroidal.....	28
Figura 3.3. Situación de celdas interferentes.....	29
Figura 3.4. Situación de celdas interferentes en el sistema global.....	30
Figura 3.5. Situación de celdas interferentes en el sistema global cuando la celda evaluada está en la esquina del escenario.....	30
Figura 3.6. Asignación Base-Usuario.....	31
Figura 4.1. ZF (1,1) $F = -75$ dB.....	35
Figura 4.2. ZF (2,1) $F = -75$ dB.....	36
Figura 4.3. Comparativa ZF (2,1) Vs (1,1) $F = -75$ dB.....	37
Figura 4.4. ZF (4,2) $F = -75$ dB.....	38
Figura 4.5. Comparativa ZF para $F = -75$ dB.....	39
Figura 4.6. ZF (1,1) $F = -87$ dB.....	40
Figura 4.7. ZF (2,1) $F = -87$ dB.....	41
Figura 4.8. Comparativa ZF (2,1) Vs (1,1) $F = -87$ dB.....	42
Figura 4.9. ZF (4,2) $F = -87$ dB.....	43
Figura 4.10. Comparativa ZF para $F = -87$ dB.....	44

Figura 4.11. ZF (1,1) $F = -100$ dB.....	45
Figura 4.12. ZF (2,1) $F = -100$ dB.....	45
Figura 4.13. ZF (4,2) $F = -100$ dB.....	45
Figura 4.14. Comparativa ZF para $F = -87$ dB.....	46
Figura 4.15. Comparativa ZF Ruido para (1,1).....	47
Figura 4.16. Comparativa ZF Ruido para (2,1).....	48
Figura 4.17. Comparativa ZF Ruido para (4,2).....	48
Figura 4.18. MMSE-C (1,1) $F = -75$ dB.....	50
Figura 4.19. MMSE-C (2,1) $F = -75$ dB.....	51
Figura 4.20. MMSE-C (4,2) $F = -75$ dB.....	52
Figura 4.21. Comparativa MMSE-C para $F = -75$ dB.....	53
Figura 4.22. MMSE-C (1,1) $F = -87$ dB.....	54
Figura 4.23. MMSE-C (2,1) $F = -87$ dB.....	55
Figura 4.24. MMSE-C (4,2) $F = -87$ dB.....	56
Figura 4.25. Comparativa MMSE-C para $F = -87$ dB.....	57
Figura 4.26. MMSE-C (1,1) $F = -100$ dB.....	58
Figura 4.27. MMSE-C (2,1) $F = -100$ dB.....	58
Figura 4.28. MMSE-C (4,2) $F = -100$ dB.....	58
Figura 4.29. Comparativa MMSE-C para $F = -100$ dB.....	59
Figura 4.30. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -75$ dB.....	60
Figura 4.31. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -87$ dB.....	61
Figura 4.32. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -100$ dB.....	62

Índice de Tablas

Tabla 4.1. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -75$ dB.....	39
Tabla 4.2. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -87$ dB.....	44
Tabla 4.3. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -100$ dB.....	46
Tabla 4.4. Comparativa Ruidos.....	49
Tabla 4.5. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -75$ dB.....	53
Tabla 4.6. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -87$ dB.....	57
Tabla 4.7. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -100$ dB.....	59
Tabla 4.8. ZF Vs MMSE-C $F = -100$ dB.....	60
Tabla 4.9. ZF Vs MMSE-C $F = -100$ dB.....	61
Tabla 4.10. ZF Vs MMSE-C $F = -100$ dB.....	62
Tabla 6.1. Fases y horas.....	66
Tabla 6.2. Materiales 67.....	67

Acrónimos

BTS	Estación base
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE-UC	Minimum Mean Squared Error Unconstrained
MMSE-C	Minimum Mean Squared Error Constrained
MU-MIMO	Multiuser-MIMO
MUI	Multiuser Interference
MMSE	Minimum Mean Squared Error
ZF	Zero Forcing
DPC	Dirty Coding Paper
SDMA	Space-division multiple Access
SU-MIMO	Single User MIMO
MISO	Multiple Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
UFR	Universal Frequency Reuse
Tx	Transmisión
Rx	Recepción
F	Figura de Ruido (dB)
GSM	Global System Mobile
FM	Frequency Modulation
GPRS	General Packet Radio Service
UMTS	Universal Mobile Telecommunication system

Notación y Simbología

H	Matriz de canal
u	Vector de información
W	Matriz de precodificación
h_{ij}	Atenuación desde la antena transmisora i hasta la receptora j
γ	Parámetro de normalización
n	Ruido
N	Número de usuarios
M	Número de BTS
t	Antenas en el transmisor
r	Antenas en el receptor
y	Señal recibida
x	Señal transmitida por las BTS
Γ	Matriz de control de potencia en el transmisor
G	Matriz del canal compensado con la precodificación

Capítulo 1

Introducción

Los sistemas celulares son la base de las comunicaciones móviles hoy en día. El diseño de estos sistemas ha servido para dar cobertura móvil tanto a las grandes ciudades como en ámbitos rurales.

La gran demanda de servicios y prestaciones hace que estemos en continua búsqueda de nuevas técnicas que permitan satisfacer las necesidades de la sociedad y obtener una mayor calidad de servicio. Ejemplo de estas demandas son las videoconferencias, transmisión de archivos de gran tamaño, conexión a internet de forma rápida, etc.

Muchas son las estrategias que están siendo estudiadas para poder cubrir las necesidades mencionadas con anterioridad como, nuevas técnicas de codificación, precodificación del canal, (en ambos casos, tanto lineales como no lineales), reuso de universal de frecuencias, cancelación de interferencias entre usuarios, introducción de antenas tanto en transmisión como en recepción, etc.

En estos últimos años ha crecido considerablemente el interés por los sistemas de comunicaciones inalámbricos multiantena conocidos como MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), esto es debido a la más que segura mejora en términos de rendimiento y ancho de banda [1].

En los sistemas MIMO, en el escenario del enlace descendente, la estación base está equipada con varias antenas y transmite simultáneamente a varios usuarios, a su vez, estos usuarios también están equipados con múltiples antenas. La estación base tiene la capacidad de coordinar la transmisión desde todas sus antenas.

La teoría de la información y los estudios en procesamiento de señal nos revelan que si los canales son completamente conocidos en el transmisor y en el receptor, podremos eliminar la interferencia multiusuario por precodificación lineal o por una técnica no lineal denominada *Dirty Paper Coding* (DPC) [2], [3] [10], [11], [12]. Para ello es necesario tener la información del estado del canal en la estación base. Además las técnicas de precodificación lineal son mucho menos costosas computacionalmente que las técnicas no lineales. No obstante, las técnicas no lineales proporcionan una mayor capacidad.

1.1. Objetivos del Proyecto

El objetivo del proyecto consiste en diseñar y analizar estrategias de transmisión en sistemas MU-MIMO de entornos celulares con reuso universal de frecuencia.

La idea fundamental es tratar de aumentar la tasa de bit por usuario de forma notable, eliminar las interferencias multiusuario, aprovechar la reutilización de frecuencia y mejorar la eficiencia espectral. Para ello usaremos un programa de simulación que nos ofrecerá un entorno celular MU-MIMO [4] que podremos configurar a nuestro gusto.

Plantearemos diferentes estrategias de precodificación basadas en la información del estado del canal, el conocimiento a priori de las señales transmitidas con destino a los usuarios por parte de todas las BTS y coordinación entre estaciones base. El propósito es reducir lo máximo posible las interferencias entre las señales de los usuarios.

Nos centraremos en el estudio de tres modelos que se encargarán de eliminar la interferencia inter-celular mediante técnicas de precodificación lineal del canal.

El primero de ellos será el forzado a cero ZF (*Zero-Forcing*) donde trataremos de anular la interferencia intercelular mediante una inversión del canal con el objetivo de que cada usuario reciba solo su señal.

Con los dos siguientes trataremos de minimizar el error cuadrático medio MSE (*Minimum Squared Error*), el primero de ellos sin restricción de potencia MMSE-UC (*Minimum Mean Squared Error – Unconstrained*) en donde usaremos la pseudoinversa para lograr la estandarización inversa del canal y como último caso, realizaremos la minimización del error cuadrático con un parámetro regularizador de potencia MMSE-C (*Minimum Mean Squared Error Constrained*).

Por último, se establecerán conclusiones sobre la viabilidad del proyecto, las posibilidades de llevarlo a cabo y la evaluación de las mejoras obtenidas con respecto a los actuales sistemas de comunicaciones móviles

con el propósito de un desarrollo real en un futuro o como base para estudios posteriores.

1.2. Estructura de la Memoria

La memoria consta de cinco capítulos:

En el primer capítulo se hace una introducción y presentación del proyecto, explicando los objetivos del estudio del mismo, la motivación que ha llevado a su realización y cómo se va a desarrollar la memoria del estudio.

En el segundo capítulo se introducirán “Los sistemas MIMO en entornos celulares” escribiendo una introducción histórica y explicando brevemente el funcionamiento de los sistemas celulares. Se hablará del origen de MIMO con la inclusión de múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. También se introducirá el concepto de “Precodificación”, el porqué de su uso y en que se basa. Discutiremos sobre ambos indicando sus beneficios y las mejoras que podemos alcanzar debido a su uso ya que es la base del proyecto.

Posteriormente se explicarán las ventajas de la coordinación de las estaciones base como introducción a las Técnicas de Precodificación Lineal en las que se basa el documento. Para concluir éste capítulo se explicará detalladamente en que constan las tres estrategias de transmisión (ZF, MMSE-UC y MMSE-C).

Seguiremos con el capítulo 3 dónde se procederá a explicar el escenario de simulación que utilizaremos como herramienta de trabajo, un programa totalmente parametrizable y muy completo para la realización de simulaciones lo más parecidas al caso práctico, de este modo podremos probar innumerables tipos de estrategias con el fin de optimizar las técnicas desarrolladas.

Después de las diferentes estrategias simuladas se mostrarán los resultados mediante figuras, donde se podrá apreciar los beneficios de las técnicas lineales de precodificación y la mejora de la eficiencia espectral acompañado del aumento de la tasa binaria, esto será el capítulo 4.

Finalmente, nos introducimos en el quinto y último capítulo dónde se discutirán los beneficios obtenidos y se realizará una comparativa entre las diferentes técnicas desarrolladas durante el presente documento para obtener conclusiones.

El siguiente punto se centrará en el análisis de lo aprendido, y las líneas futuras. En esta sección se sugerirán caminos a seguir con el estudio y progresar en éste ámbito de las comunicaciones móviles.

Por último, concluiremos la memoria del proyecto con el presupuesto detallando las horas y el equipo necesario para la realización del mismo.

Capítulo 2

Sistemas MIMO en entornos celulares

Introducción e historia de los sistemas móviles

Los sistemas móviles nacieron con la transmisión de voz analógica a partir de los años 40 en Estados Unidos, utilizaban en un principio modulación en amplitud y posteriormente modulación en frecuencia. Esta generación analógica que soportó voz durante mucho tiempo, posteriormente dio paso a la generación digital.

Los primeros estudios sobre los sistemas celulares comienzan en los años 70 pero no se lanzan comercialmente hasta principios de los 80. Los primeros países en lanzarlo fueron Japón, EEUU y los países escandinavos.

La primera generación móvil (1G) había comenzado, se continuaba usando canales radio analógicos con modulación FM. Posteriormente se modernizó el sistema trabajando a una frecuencia de 900 Mhz.

En los años 90, nace el estándar europeo GSM (Global System Mobile) que da paso a la segunda generación de sistemas móviles (2G). GSM ofrecía tráfico de voz y datos a baja velocidad. El paso más importante resulta de la digitalización de las comunicaciones móviles con todas las ventajas que supone lo digital respecto a lo analógico: mayor seguridad, mejor procesado de señal, mejora de terminales, etc.

Antes de dar paso a la tercera generación, se optó por dar un paso intermedio, 2.5G que mejoró la velocidad de transferencia de datos mediante nuevas tecnologías como GPRS (General Packet Radio Service) y EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution)

La tercera generación nace de la necesidad de una alta capacidad de transferencia de datos, para ello se diseña el sistema UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). UMTS utiliza tecnología CDMA (Code division multiple access). Que permite velocidades binarias muy superiores a las anteriores tecnologías.

2.1. Escenarios Celulares

La primera generación móvil nace con el primer sistema celular como se cita anteriormente. Las celdas se diseñaron como una región del espacio caracterizada por su radio, para dar cobertura móvil sin consumir grandes

cantidades de espectro, con un transmisor propio conocido como Estación Base (BTS).

En un sistema celular, el espacio se divide de forma regular de forma hexagonal, en áreas más pequeñas (celdas). A estas celdas o grupo de celdas (cluster) se les asigna una frecuencia de funcionamiento que usarán para transmitir la información. El fin de asignar diferentes frecuencias es el de evitar la interferencia co-canal entre celdas o grupos de celdas vecinas que operen a la misma frecuencia. De este modo, se logra un aumento de la capacidad del sistema mediante la reutilización de la misma frecuencia en clusters o celdas no vecinas. Esta distancia viene dada por el factor de reutilización y la distancia de reutilización [5].

Originalmente los sistemas celulares tenían situado el transmisor en el centro de la celda como indica la siguiente figura.

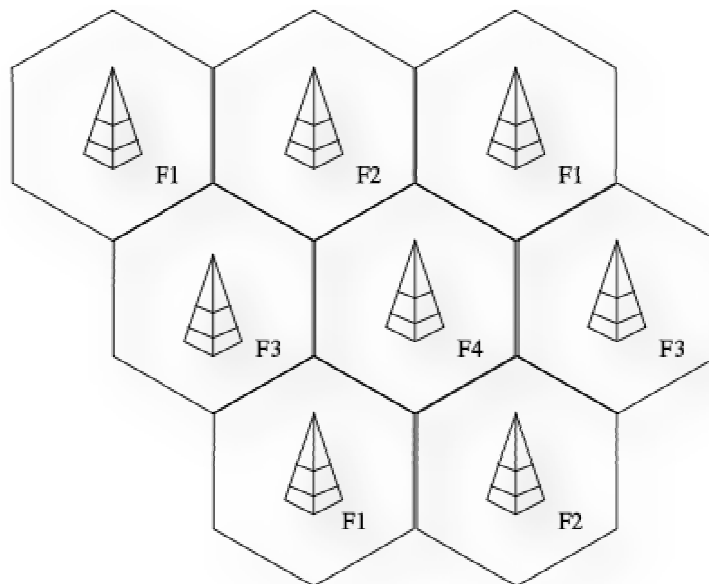


Figura 2.1. Sistema celular con las antenas localizadas en el centro de la celda.

El mayor problema de esta configuración es que, en ocasiones, los usuarios situados en las esquinas de las celdas podían no tener una

cobertura lo suficientemente buena para la comunicación. La solución a esto fue colocar antenas direccionales en las zonas más alejadas de la celda, típicamente en 3 de las esquinas de los hexágonos como se muestra en la Figura 2.2.

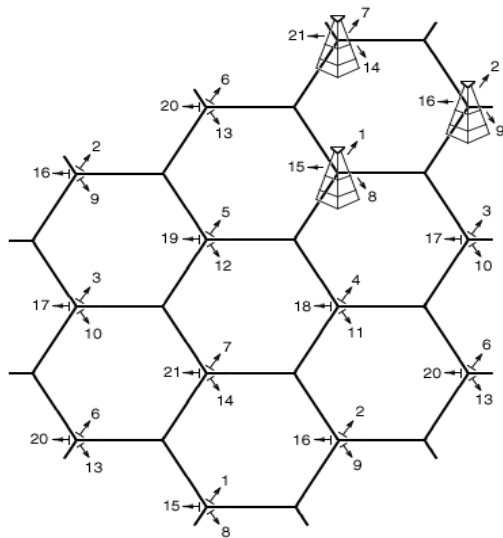


Figura 2.2. Sistema celular con antenas direccionales



Figura 2.3. Antena celular

Sistemas MIMO

Un sistema MIMO está basado en múltiples antenas transmisoras y receptoras para mejorar el rendimiento del sistema de comunicación. En los últimos años, los sistemas MIMO han causado un gran atractivo en el entorno de las comunicaciones inalámbricas debido al gran incremento de rendimiento y la mejora de la eficiencia espectral que puede llegar a ofrecer sin necesidad de aumentar la potencia en los transmisores o el ancho de banda.

En la siguiente figura se muestra el modelo de un sistema MIMO.

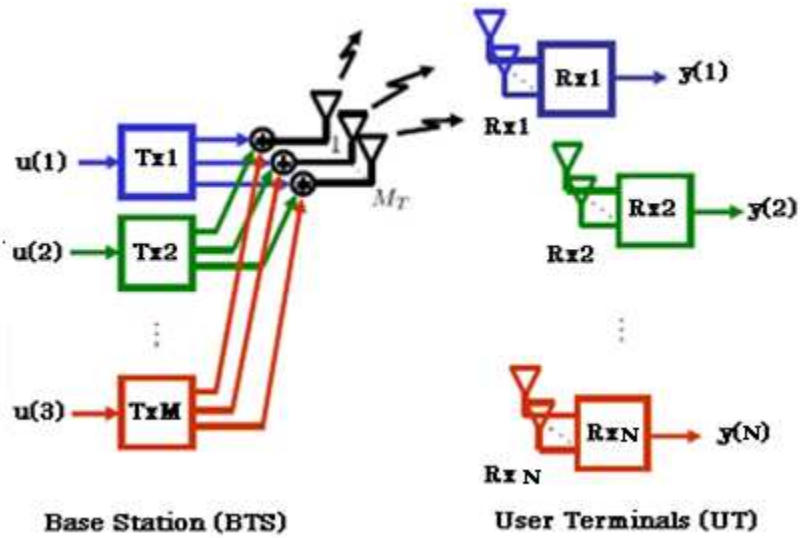


Figura 2.4. Modelo de transmisión de un sistema MIMO

Historia de MIMO

Las primeras publicaciones en este campo, llegaron de manos de los laboratorios Bell y trataban sobre las aplicaciones sobre beamforming a mediados de los 80 [6].

En 1993 se propuso mutiplexado espacial usando varias antenas haciendo hincapié en la emisión inalámbrica. Más adelante, en 1996, Greg Raleigh and Gerard J. Foschini enfocaron la tecnología MIMO como una configuración de múltiples antenas en transmisión y en recepción para mejorar el rendimiento de sistema [7],[8].

Los laboratorios Bell fueron los primeros en mostrar un prototipo de multiplexación espacial en 1998, en un sistema con múltiples antenas [9].

Sistemas MU-MIMO

Podemos catalogar las versiones de la tecnología MIMO en varios grupos dependiendo del escenario en que nos encontremos:

- MIMO: varias antenas tanto en recepción como en transmisión.

Distinguiremos dos casos:

- SU-MIMO *Single User* MIMO: el sistema tiene un único transmisor y un único receptor.
 - MU-MIMO *Multiple User* MIMO: el sistema tiene varios transmisores que dan servicio a varios receptores.
-
- MISO (*Multiple Input Single Output*): varias antenas en transmisión y una sola en recepción.
 - SIMO (*Single Input Multiple Output*): una sola antena en transmisión y varias en recepción.
 - SISO (*Single Input Single Output*): una sola antena en transmisión y en recepción.

En los sistemas MU-MIMO a diferencia de los sistemas SU-MIMO, las estaciones base transmitirán información a los usuarios a la vez y en el caso de nuestros estudios, dentro de la misma banda de frecuencias.

En este proyecto nos ocuparemos del estudio de casos realistas, asignando una o dos antenas en recepción y de una a cuatro antenas en transmisión.

2.2. Precodificación

La precodificación es una técnica de procesamiento de señal típicamente usada en transmisiones multi-antena. Se basa en la transmisión de señales desde cada una de las antenas de la BTS con el fin de cancelar señales no destinadas al usuario mediante transmisión ortogonal y de esta forma, tratar de maximizar la tasa de bit recibida en el receptor.

Para realizar este proceso, es requisito indispensable el conocimiento del canal en el transmisor mediante estimación del canal en el receptor y realimentación de esta información hacia el transmisor.

En sistemas MU-MIMO, las antenas transmisoras de las BTS se comunican simultáneamente con varios receptores, los cuales pueden tener una o varias antenas. El método usado para acceder al canal se conoce como SDMA (*Space División Multiple Access*). Los algoritmos de precodificación para sistemas SDMA pueden ser subdivididos en técnicas de codificación lineales y no lineales. La mayor capacidad de precodificación se obtiene de los algoritmos no lineales, no obstante, con los métodos lineales resulta menos complejo, más barato y obtenemos una capacidad razonablemente buena. Estas estrategias de precodificaciones lineales comprenden el ZF, MMSE y todos sus derivados. Las técnicas de precodificación no lineal incluyen el DCP como estrategia óptima de transmisión. Esto quiere decir que cualquier tipo de interferencia entre usuarios, puede ser eliminada total o parcialmente en el transmisor con una buena precodificación.

Mediante técnicas de precodificación lineal, no es posible optimizar al máximo la capacidad del sistema, pero sí obtener un rendimiento excelente con un coste bajo. La precodificación lineal óptima, que minimiza el error cuadrático medio, es la conocida como precodificación MMSE.

La obtención del MMSE óptimo puede resultar una tarea complicada. En ocasiones, obtener el ZF implica compensar el canal con una potencia extremadamente grande y como tenemos una restricción en potencia de transmisión, hay que buscar una buena relación de potencias en la BTS de manera que la potencia transmitida por cada una de ellas esté acotada sin alterar la precodificación del ZF. Esta precodificación tiene como objetivo anular la interferencia entre usuario a costa de perder algo de ganancia de la señal. ZF encontrará un rendimiento mayor cuando el número de usuarios es muy grande o el ruido del sistema es pequeño en comparación con la interferencia.

En la práctica, la información del estado del canal está limitada en el transmisor debido a errores de estimación y cuantificación. El conocimiento inadecuado del canal puede resultar una importante pérdida del rendimiento del sistema ya que la interferencia entre los flujos de información no puede ser controlada por completo, pudiéndose en este caso, incluso agravar el ruido generando más interferencias.

Como se dijo anteriormente, las técnicas no lineales se acercan más a la capacidad óptima del sistema con el problema de un mayor coste computacional, como es el caso de la codificación en papel sucio (DCP). Ésta técnica se basa en la pre-cancelación de la interferencia conocida sin pérdidas de potencia en la que solo el transmisor necesita conocer esta interferencia, pero se requiere el conocimiento completo del estado del canal en cualquier sitio para lograr una situación óptima.

2.3. Coordinación

La realización del presente proyecto, pasa por la idea de la coordinación de las estaciones base. Para ello es completamente necesario que las señales que se van a transmitir a los usuarios sean completamente conocidas por todas las BTS que entran en juego en la transmisión para realizar transmisiones ortogonales y anular, de este modo, la interferencia intercelular.

Aquí entra en juego la estimación del canal desde las BTS al usuario. Como se dijo en el resumen del documento, antes o después la información del canal estará disponible en las estaciones base. Esto quiere decir que idealmente, la BTS que transmite a su usuario debe conocer el canal de las BTS que interfieren al usuario para la creación correcta de la matriz de precodificación.

Nótese la complejidad de sincronización necesaria para la coordinación coherente en la realización de una precodificación conjunta en todas las BTS. Cabe mencionar que la estimación del canal y las comunicaciones entre BTS, conllevarán un retardo. Este retardo es debido a la estimación del canal, conmutación de datos y transmisión de la información. La existencia de una BTS coordinadora, podría simplificar la complejidad de la coordinación, pero añadiría un retardo aun mayor de conmutación y transmisión al pasar la información a través de ella.

El modelo sería el siguiente:

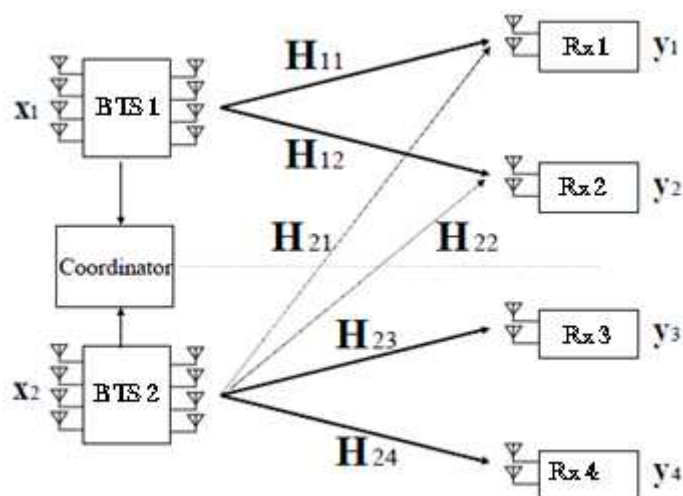


Figura 2.5. Modelo Sistema MIMO con módulo de coordinación

Cada BTS tendrá información del canal por medio de la realimentación de la información por parte de los usuarios y transferirá la información al módulo coordinador [18]. Éste módulo se encargará de distribuirla a las distintas BTS, de esta forma todos los canales serían conocidos y coordinados.

2.4. Modelo del Sistema

El escenario con el que vamos a trabajar consta de N usuarios equipados con r antenas que reciben información de t antenas situadas en el transmisor, en cada una de las BTS. El número de BTS es M y se considera igual a N . Asumiremos en todo momento el conocimiento del canal.

En la siguiente Figura se muestra el modelo del sistema.

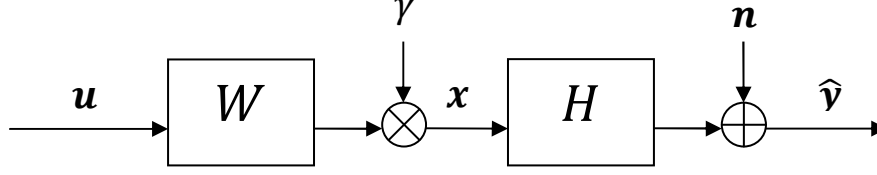


Figura 2.6. Modelo del Sistema

El vector de información \mathbf{u} contiene la información de los usuarios que se va a transmitir y será precodificada por la matriz \mathbf{W} con dimensión $Nt * rM$. La γ representa la normalización para mantener restringida la potencia transmitida. Lo denominaremos como “parámetro de normalización” y dependerá de la técnica de precodificación que usemos en \mathbf{W} . El canal complejo y gaussiano vendrá dado por la matriz \mathbf{H} con dimensión $rM * Nt$, que como se dijo anteriormente, será completamente conocida en el transmisor. La señal recibida \mathbf{y} , es un vector de dimensiones $r * N$. La señal precodificada y restringida en potencia \mathbf{x} se mandará a través de \mathbf{H} . La figura de ruido blanco y gaussiano vendrá representada por \mathbf{n} con matriz de covarianza $\sigma^2 \mathbf{I}_{Nr}$.

La ecuación general del sistema queda de la siguiente forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\Gamma\mathbf{W}\mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (1)$$

Definimos la matriz del canal compensado como:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}\Gamma\mathbf{W} \quad (2)$$

Siendo \mathbf{x} un vector definido de la siguiente forma.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{(1)} \\ \mathbf{x}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{(M)} \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{W} \mathbf{u} \quad (3)$$

Por lo tanto, si partimos de (1)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} \\ \mathbf{y}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{(N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)(1)} & \mathbf{H}^{(2)(1)} & \dots & \mathbf{H}^{(M)(1)} \\ \mathbf{H}^{(1)(2)} & \mathbf{H}^{(2)(2)} & & \mathbf{H}^{(M)(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(1)(N)} & \mathbf{H}^{(2)(N)} & \dots & \mathbf{H}^{(M)(N)} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{(1)} \\ \mathbf{x}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{(M)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{(1)} \\ \mathbf{n}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{n}^{(N)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

La expresión completa quedaría del siguiente modo.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} \\ \mathbf{y}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{(N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)(1)} & \mathbf{H}^{(2)(1)} & \dots & \mathbf{H}^{(M)(1)} \\ \mathbf{H}^{(1)(2)} & \mathbf{H}^{(2)(2)} & & \mathbf{H}^{(M)(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(1)(N)} & \mathbf{H}^{(2)(N)} & \dots & \mathbf{H}^{(M)(N)} \end{bmatrix} [\mathbf{\Gamma}] \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{(1)(1)} & \mathbf{W}^{(2)(1)} & \dots & \mathbf{W}^{(N)(1)} \\ \mathbf{W}^{(1)(2)} & \mathbf{W}^{(2)(2)} & & \mathbf{W}^{(N)(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{W}^{(1)(M)} & \mathbf{W}^{(2)(M)} & \dots & \mathbf{W}^{(N)(M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}^{(1)} \\ \mathbf{u}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{u}^{(N)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{(1)} \\ \mathbf{n}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{n}^{(N)} \end{bmatrix}$$

Pudiéndola expresar también como en (5)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} \\ \mathbf{y}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{(N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(1)(1)} & \mathbf{G}^{(2)(1)} & \dots & \mathbf{G}^{(N)(1)} \\ \mathbf{G}^{(1)(2)} & \mathbf{G}^{(2)(2)} & & \mathbf{G}^{(N)(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}^{(1)(N)} & \mathbf{G}^{(2)(N)} & \dots & \mathbf{G}^{(N)(N)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}^{(1)} \\ \mathbf{u}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{u}^{(N)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{(1)} \\ \mathbf{n}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{n}^{(N)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

El modelo del canal \mathbf{H} vendrá dado por:

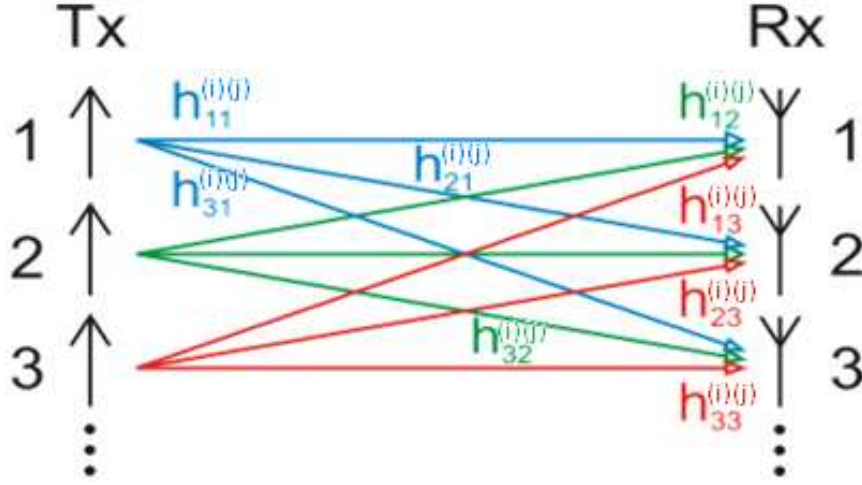


Figura 2.7. Modelo del canal \mathbf{H}

Siendo $\mathbf{H}^{(i,j)}$ la matriz de canal desde la BTS i -ésima hasta el usuario j -ésimo y donde $h_{lk}^{(i,j)}$ denotará el canal entre la antena receptora l -ésima y la antena transmisora k -ésima dentro de la matriz de canal definida anteriormente.

La matriz quedaría de la siguiente forma:

$$\mathbf{H}^{(i,j)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(i,j)} & \dots & h_{1t}^{(i,j)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r1}^{(i,j)} & \dots & h_{rt}^{(i,j)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

La matriz $[\mathbf{\Gamma}]$ contiene los parámetros de normalización para limitar la potencia y está definida como

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \gamma^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma^{(2)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma^{(M)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Siendo $\boldsymbol{\gamma}^{(i)}$ la matriz diagonal que limitará la potencia de la BTS i

Suponiendo una distribución uniforme de potencia en todas las antenas y tomando $\boldsymbol{\gamma}^{(i)} = \text{diag}(\gamma_1^i, \gamma_2^i, \dots, \gamma_t^i)$ podemos definir:

$$\gamma_l^{(i)} = \sqrt{\frac{P_{BTS}/t}{\text{Tr}(\mathbf{w}_l^{(i)} \mathbf{R}_u \mathbf{w}_l^{(i)H})}} \quad (8)$$

donde $\mathbf{w}_l^{(i)}$ es la fila l -ésima de la matriz $\mathbf{W}^{(i)} = [\mathbf{W}^{(1)(i)} \mathbf{W}^{(2)(i)} \dots \mathbf{W}^{(N)(i)}]$

Por lo tanto, después de haber desarrollado el sistema, la señal que recibe el usuario \mathbf{k} , si nos fijamos en (4), queda tal que:

$$\mathbf{y}^{(k)} = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}^{(i)(k)} \mathbf{x}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)(k)} \mathbf{x}^{(k)} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N \mathbf{H}^{(i)(k)} \mathbf{x}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (9)$$

O lo que es lo mismo, sustituyendo (2) obtenemos:

$$\mathbf{y}^{(k)} = \sum_{i=1}^N \mathbf{G}^{(i)(k)} \mathbf{u}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} = \mathbf{G}^{(k)(k)} \mathbf{u}^{(k)} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N \mathbf{G}^{(i)(k)} \mathbf{u}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (10)$$

Observando los términos vemos que el primero de ellos es la señal deseada por el usuario, el segundo es la señal no deseada o interferencia co-canal y por último, tenemos el ruido asociado a ese usuario.

De este modo podemos concluir con que la tasa de bit del usuario \mathbf{k} queda del siguiente modo:

$$\log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_r + \mathbf{G}^{(k)(k)} \mathbf{G}^{(k)(k)H} \mathbf{R}^{-1} \right) \right] \quad (11)$$

Siendo \mathbf{R} la interferencia definida como:

$$\mathbf{R} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N \mathbf{G}^{(i)(k)} \mathbf{G}^{(i)(k)H} + \sigma^2 \mathbf{I}_r \quad (12)$$

2.5. Modelos de transmisión: Técnicas de Precodificación Lineal

En los siguientes diseños nuestro objetivo se centrará en eliminar la interferencia entre usuarios mediante la matriz \mathbf{W} . Es decir, intentaremos en la medida de lo posible, que $\mathbf{G}^{(i)(k)} = \mathbf{0}$ si $i \neq k$.

La interferencia co-canal se produce cuando una misma frecuencia de portadora de dos transmisores distintos, como dos BTS, llegan a un receptor al mismo tiempo. El problema ocasiona una gran degradación en el BER y a su vez, una limitación en la capacidad del sistema.

2.5.1 Forzado a Cero ó Zero-Forcing (ZF)

Esta técnica de precodificación necesita, como en todas las técnicas que serán presentadas a partir de ahora, la coordinación de las BTS para la eliminación de la interferencia intercelular mediante transmisión ortogonal.

El forzado a cero viene de la idea de la inversión del canal. El objetivo es eliminar la interferencia tratando de invertir el canal mediante la matriz

de precodificación. El resultado exitoso del ZF conlleva que cada usuario reciba exclusivamente la información destinada a el.

$$\mathbf{H}\mathbf{W} = \mathbf{I}$$

Si \mathbf{H} es una matriz cuadrada, la matriz de precodificación $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}^{-1}$. Sin embargo, si el número de antenas transmisoras y receptoras es distinto $r \neq t$ implicará que \mathbf{H} no es cuadrada, entonces, definiremos la matriz de precodificación como la pseudo-inversa de Moore-Penrouse $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}^{\dagger} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}\mathbf{H}^H$

Esta solución la obtenemos de minimizar el siguiente problema:

$$\mathbf{W}_{ZF} = \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E} \{ ||\mathbf{W}\mathbf{u}||^2 \} \quad s. t. \quad \mathbf{H}\mathbf{W} = \mathbf{I} \quad (13)$$

2.5.2 Mínimo error cuadrático sin restricción de potencia (MMSE-UC)

En este caso minimizaremos el siguiente problema:

$$\mathbf{W}_{MMSE-UC} = \arg \min_{\mathbf{W}} \mathbb{E} \{ ||\mathbf{u} - \mathbf{y}||^2 \} = \arg \min \text{Tr}(\mathbf{R}_e) \quad (14)$$

Si definimos la Lagrangiana para el problema de minimización tenemos que:

$$\mathcal{L} = \text{Tr}(\mathbf{R}_e) = \text{Tr}[(\mathbf{H}\mathbf{W} - \mathbf{I})\mathbf{R}_u(\mathbf{H}\mathbf{W} - \mathbf{I})^H] + \text{Tr}(\mathbf{R}_n) \quad (15)$$

En el paso siguiente realizamos la derivada de \mathcal{L} respecto a \mathbf{W} :

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{W}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{W}} \text{Tr}[(\mathbf{H}\mathbf{W} - \mathbf{I})\mathbf{R}_u(\mathbf{H}\mathbf{W} - \mathbf{I})^H] + \text{Tr}(\mathbf{R}_n) \quad (16)$$

Con lo que obtenemos de nuevo una solución de ZF como se dijo anteriormente:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{W}} = -\mathbf{H}^H \mathbf{R}_u + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{R}_u = \mathbf{0} \quad (17)$$

Despejando \mathbf{W} :

$$\mathbf{W}_{MMSE-UC} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (18)$$

La solución en este problema, resulta ser de nuevo una solución ZF. El precodificador no puede hacer nada con el ruido, al ser un proceso aleatorio, de modo que solo nos ocuparemos de la interferencia entre usuarios.

2.5.3 Mínimo error cuadrático con restricción de potencia (MMSE-C)

En este caso la solución del MSE conduce al precodificador a una estructura similar al filtro de Wiener en el receptor.

Como en el caso anterior tendremos que minimizar:

$$\mathbf{W}_{MMSE-C} = \arg \min_{\mathbf{w}} \mathbb{E} \{ ||\mathbf{u} - \mathbf{y}||^2 \} \quad \text{s.t.} \quad \mathbb{E} \{ ||\mathbf{W}\mathbf{u}||^2 \} \leq P_{sistema} \quad (19)$$

donde

$$\mathbf{P}_{sistema} = \mathbf{P}_{BTS} * \mathbf{M} \quad (20)$$

Definimos la Lagragiana para la minimización del problema:

$$\mathcal{L} = \text{Tr}(\mathbf{R}_e) + \lambda(\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{R}_u\mathbf{W}^H) - P) \quad (21)$$

Derivando la expresión:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{W}} = -\mathbf{H}^H \mathbf{R}_u + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{R}_u + \lambda \mathbf{W} \mathbf{R}_u = \mathbf{0} \quad (22)$$

Obtenemos nuestra nueva matriz de precodificación:

$$\mathbf{W}_{MMSE-C} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H - \lambda \mathbf{I})^{-1} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (23)$$

El multiplicador de Lagrange λ es elegido para satisfacer la limitación de potencia definida como:

$$\text{Tr}((\mathbf{H}^H \mathbf{H} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_u) \leq P_{sistema} \quad (24)$$

Optimización de λ :

Si definimos el producto de matrices del canal tal que

$$\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \quad (25)$$

Donde $\mathbf{\Lambda}$ son los autovalores de la descomposición en valores singulares DVS, podemos obtener el parámetro λ solucionando la siguiente ecuación:

$$Tr = \left(\frac{\mathbf{\Lambda}}{(\mathbf{\Lambda} + \lambda \mathbf{I})^2} \right) = \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i}{(\lambda_i + \lambda I)^2} \leq P_{sistema} \quad (26)$$

Capítulo 3

Escenario de Simulación

Después del modelo de sistema y las técnicas de precodificación expuestas de forma teórica en el capítulo anterior, nos dispondremos a simular de una forma práctica nuestros estudios con el fin de obtener unas conclusiones que se aproximen a una situación real.

Para verificar éstos estudios y cálculos, contamos con el programa [4] de código *matlab* citado en los capítulos iniciales de este documento, capaz de crear entornos celulares parametrizables para una simulación parecida al caso real, donde podemos realizar infinidad pruebas para encontrar la situación óptima.

A continuación presentaremos los aspectos que hemos tenido en cuenta a la hora de realizar las simulaciones.

En primer lugar mostraremos el escenario celular que va a dar soporte a nuestras simulaciones. El sistema constará de un número de

celdas potencia de dos, en particular, las simulaciones realizadas son de tamaño 64 (8×8). Las células tendrán un radio de 1,6 Km.

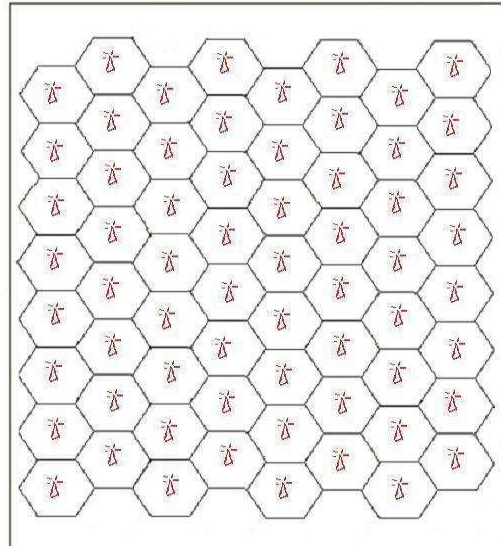


Figura 3.1. Escenario celular

Asumiremos que el sistema es toroidal de tal manera que se pliega hasta formar una esfera y así poder caracterizar las interferencias de la BTS que, en una imagen 2D, aparecen situadas en las esquinas, es decir, el sistema tendrá un aspecto como se muestra.

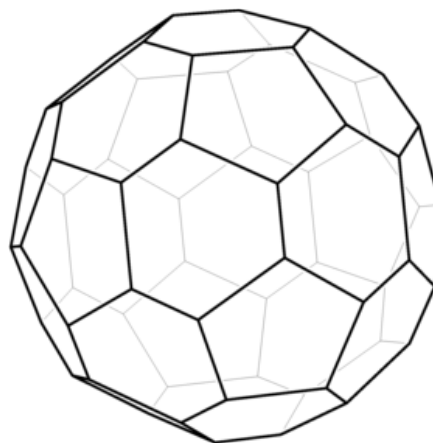


Figura 3.2 Escenario celular toroidal

Cuando evaluemos en una celda la interferencia interusuario, solo tendremos en cuenta los dos anillos más próximos a la misma. Esto es debido, a que más allá de esos dos anillos, la potencia de las señales de las BTS, llegarán fuertemente atenuadas debido a las pérdidas en comparación con las señales destinadas al usuario, es decir, las señales deseables, por lo tanto serán despreciables. Estas pérdidas vendrán modeladas por la ecuación de Friis [14],[15] en espacio libre, el *shadow fading* [13] y el desvanecimiento *Rayleigh* [16].

En la siguiente figura se muestra una porción del sistema global en la que la BTS central es la estación donde se evalúa la interferencia, y los dos anillos contiguos de celdas, son las que interfieren a la central.

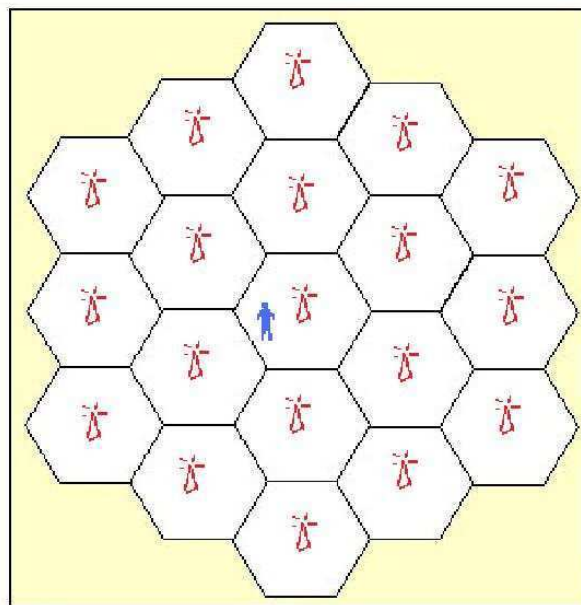


Figura 3.3 Situación de celdas interferentes

Por lo tanto, combinando las dos imágenes podemos ver como evaluaremos las interferencias en el sistema global como se muestra en las Figuras 3.4 y 3.5.

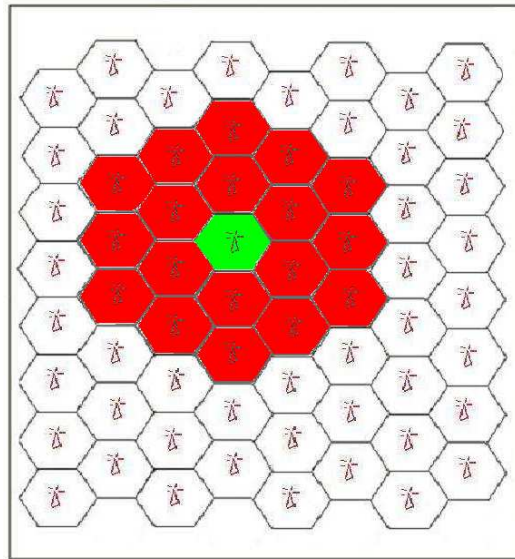


Figura 3.4. Situación de celdas interferentes en el sistema global

En el caso que la estación evaluada esté en una esquina del escenario, las bases interferentes quedarían como sigue.

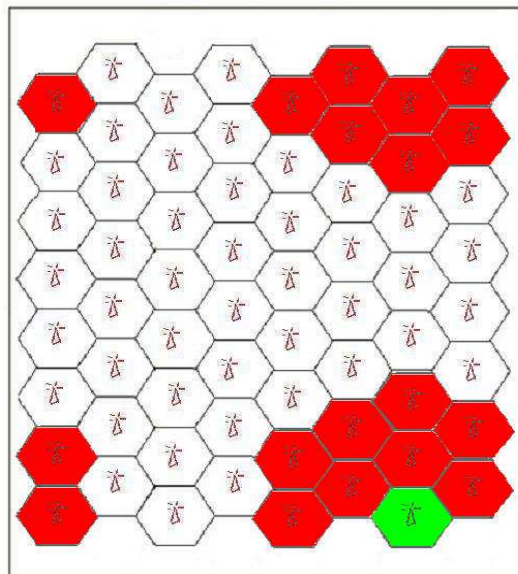


Figura 3.5. Situación de celdas interferentes en el sistema global cuando la celda evaluada está en la esquina del escenario

La distribución de los usuarios se realizará de forma aleatoria, asignando a cada BTS un usuario, agrupándolos de esta forma en pares BTS-usuario.

El procedimiento utilizado es el de colocar aleatoriamente sobre el escenario un gran número de usuarios, concretamente 10.000 usuarios y se asignará uno por BTS, los demás serán descartados y no serán objeto de estudio.

Al final de la asignación BTS-usuario, el sistema quedará de la siguiente forma.

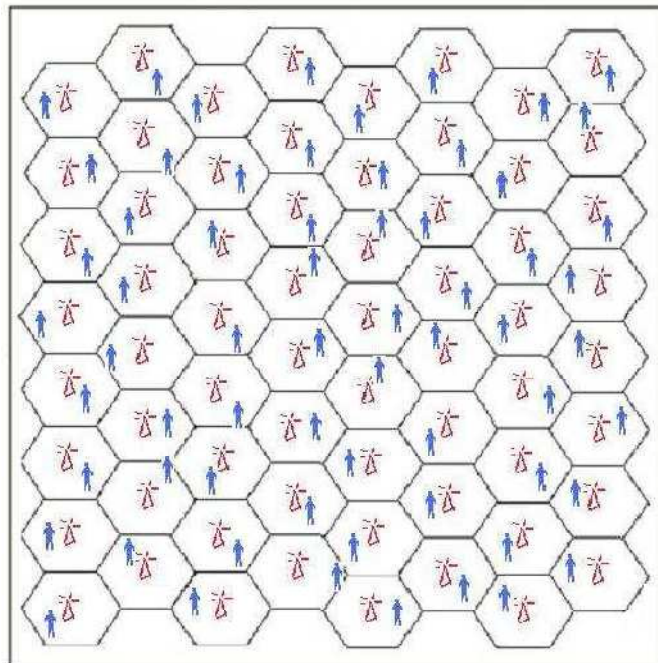


Figura 3.6. Asignación Base-Usuario

Posteriormente seleccionaremos el número de antenas tanto en recepción como en transmisión. Las simulaciones en el presente proyecto se han realizado para posibles casos reales, varias antenas en transmisión y una única antena o un par en el receptor (1,1), (2,1) y (4,2) (La primera coordenada se refiere a las antenas Tx y la segunda a las antenas Rx). Estas antenas serán omnidireccionales, isotrópicas e ideales y estarán situadas en el centro de la celda.

Se asumirá que la potencia máxima por BTS será 10W distribuidos entre todas las antenas de la estación de forma uniforme.

La ganancia vertical de las antenas es de 13.1 dBi, con un ancho de banda de 5 Mhz y una temperatura de ruido en el receptor de $T=300^{\circ}$ K.

El estudio será para canales estáticos y un instante en concreto, es decir, consideraremos que los usuarios no se moverán y se evaluará la situación en un instante en el que todas las BTS transmitirán a la vez.

Capítulo 4

Resultados

En este apartado presentaremos los resultados de las simulaciones de las estrategias presentadas y explicadas con anterioridad para cada uno de los modelos para ver si el comportamiento de los mismos es realmente el deseado.

Para cada uno de los modelos realizaremos dos tipos de estudio, uno centrado en la interferencia provocada por el ruido térmico [17], donde alternaremos diferentes figuras de ruido para ver el comportamiento del sistema, ya que nuestros modelos, como buscamos eliminar la interferencia intercelular, el ruido más influyente que afectará negativamente al sistema será el dado por el ruido térmico.

En primer lugar, presentaremos las simulaciones realizadas para el ZF. Centraremos las simulaciones en torno a la tasa de bit, considerando diferentes configuraciones en el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, con el fin de analizar las mejoras de la inclusión de las mismas de forma tanto individual como colectiva.

Por último, tendremos en cuenta las mismas consideraciones para probar el último modelo que ha sido objeto de estudio (MMSE-C) incluyendo el parámetro λ y comparar con los modelos anteriores tanto para la tasa de bit como su comportamiento ante el ruido.

Para ambos modelos, la configuración del número de antenas será la misma ((1,1), (2,1) y (4,2)). La elección de esta configuración es debida a la viabilidad de la misma. Lo más común en un receptor móvil es tener una sola antena, aunque también tendremos en cuenta un caso con 2 antenas en recepción puesto que resultaría un caso viable. De esta forma podríamos estudiar cómo se comporta el sistema al añadir otra antena en recepción. En el caso de las antenas en transmisión, es totalmente viable encontrarnos con varias antenas debido a la sofisticación del equipo de las BTS.

El número de simulaciones para cada caso en todos los modelos es de 500 iteraciones. Como tenemos 64 usuarios en el sistema, tendremos para cada caso el resultado de multiplicar las iteraciones por el número de usuarios, es decir, 32000 muestras (tasas de bit por símbolo).

Comenzamos con los resultados de los modelos:

4.1. Resultados del modelo ZF y MMSE-UC

Como explicamos en el apartado 2.6. del Capítulo 2, las soluciones del ZF y MMSE-UC resultan idénticas, como es evidente, las simulaciones serán idénticas para ambos modelos.

Recordamos de forma rápida que en este modelo nos encargábamos de invertir el canal, con la simple restricción de potencia en transmisión.

Para éste modelo, estudiaremos el comportamiento del ZF para diferentes figuras de ruido (-75 dB, -87 dB y -100dB). La elección de un ruido tan pequeño fue debida a que el ZF funciona correctamente con bajo nivel de ruido, es decir, con una SNR alta, si considerásemos un ruido mayor, se enmascararía a la señal por completo (con una SNR muy baja). En concreto la elección de $F = -75$ dB resultó de obtener las primeras gráficas aceptables para tomar como punto de partida en nuestro estudio, para poder hacer comparaciones con un referente.

4.1.1 Resultados para $F = -75$ dB

A continuación presentamos los resultados de las simulaciones para una figura de ruido de -75 dB.

En primer lugar, en el caso SISO (1,1) tenemos la siguiente figura

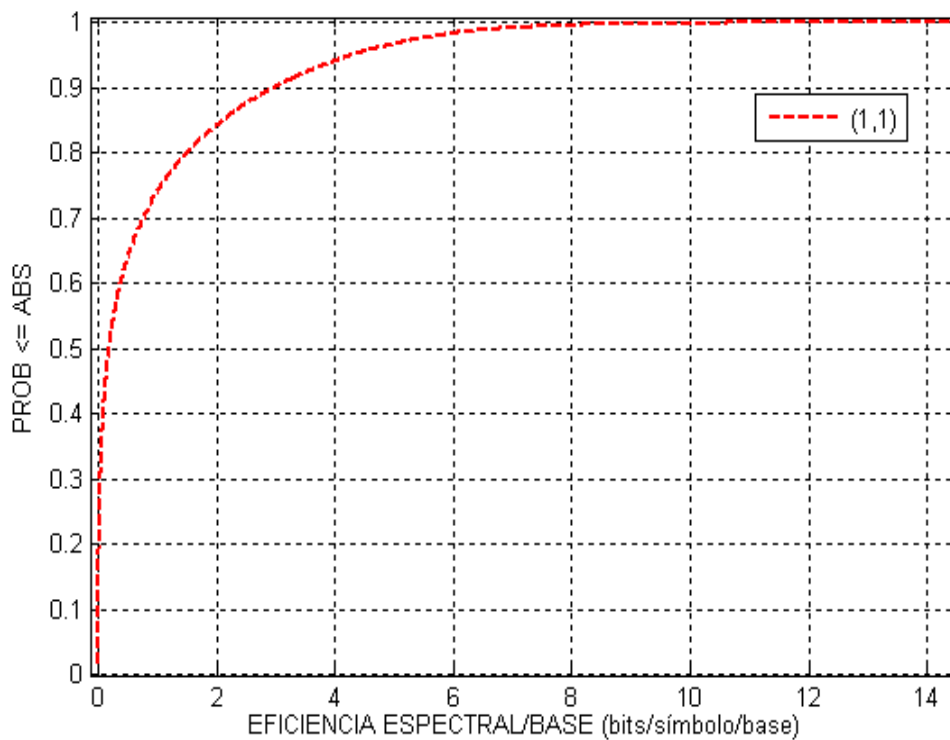


Figura 4.1. ZF (1,1) $F = -75$ dB

Como se aprecia en el caso de la Figura 4.1, un gran número de usuarios tendrán una tasa de bit muy cercana a cero (un 40% aproximadamente), mientras que un 15% gozarán de una tasa de bit superior a 2 bit/símbolo y un porcentaje pequeño de éstos, podrán alcanzar una tasa mayor de 5 bit/símbolo (aproximadamente un 3%). El otro 45% restante tendrán una tasa hasta 2 bit/símbolo con una media menor de 0.5 bit/símbolo.

En la Figura 4.2 se mostrarán los resultados de realizar la misma simulación que en el caso anterior pero con la inclusión de una antena en Tx. De esta forma, manteniendo una única antena en Rx, y agregando una en Tx, podemos analizar los beneficios de nuestro sistema en concreto para el caso en el que las BTS tenga una antena más (caso viable en la realidad).

Por tanto, presentamos el caso MISO con 2 antenas en Tx.

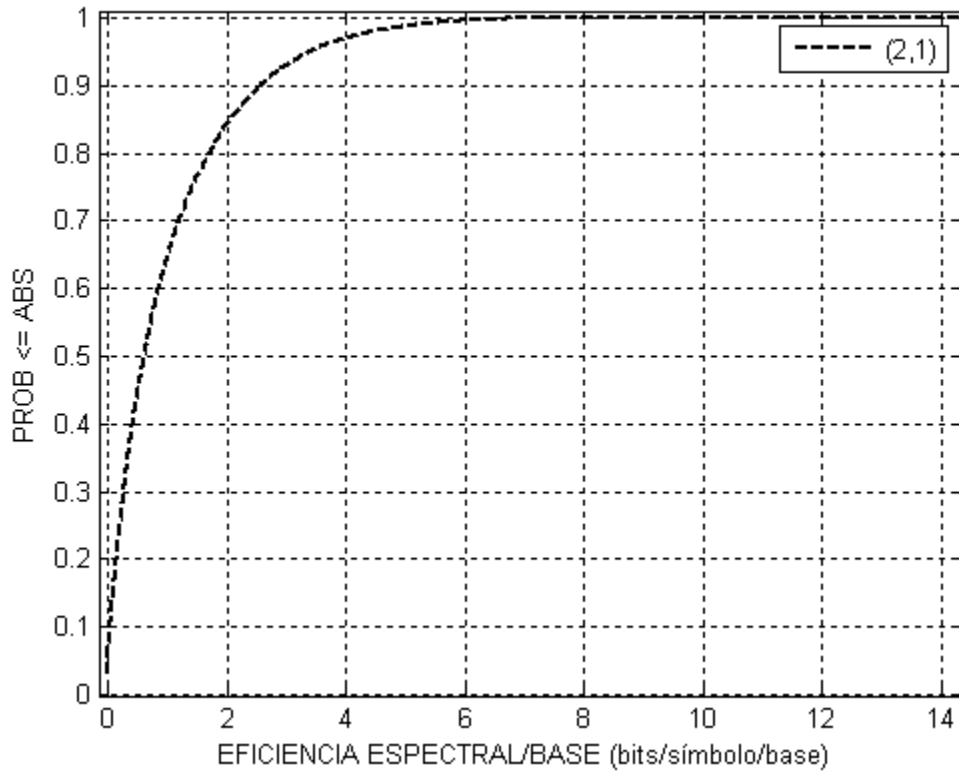


Figura 4.2. ZF (2,1) $F = -75$ dB

En este segundo caso, en la gráfica de la Figura 4.2, solo un porcentaje muy bajo de los usuarios superarán los 5 bit/símbolo (aproximadamente un 1%). Un 17 % de los usuarios tendrán una tasa de bit muy próxima a cero mientras que, como en el caso anterior, un 15% aproximadamente superarán los 2 bit/símbolo. El resto de los usuarios, tendrán tasas hasta 2 bit/símbolo y una media menor de 1 bit/símbolo.

Si solapamos los dos casos anteriores obtenemos la siguiente figura.

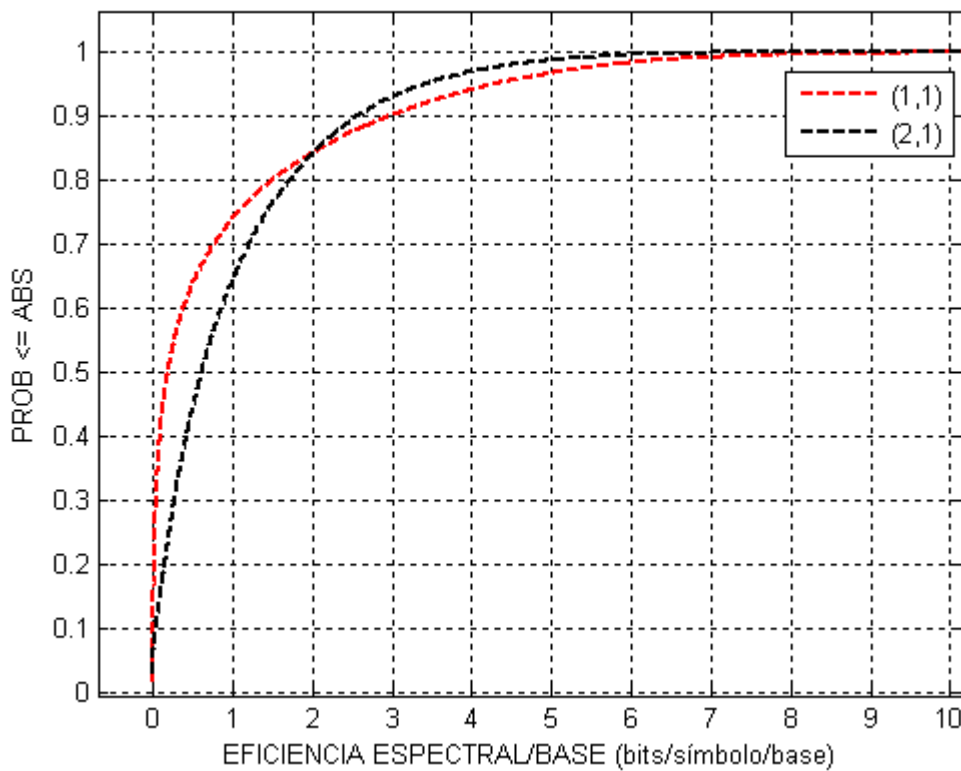


Figura 4.3. Comparativa ZF (2,1) Vs (1,1) $F = -75$ dB

Si subdividimos a los usuarios por 3 grupos (según los cortes entre figuras como se muestra en la Figura 4.3), obtendríamos en la parte superior de la imagen, aproximadamente un 15% de los usuarios con una tasa mayor a 2 bit/símbolo (*Caso 1*), otra división con los usuarios más desafortunados, aproximadamente un 10% situados en la parte inferior de la gráfica (*Caso 2*), donde en ambos casos, la tasa sería muy próxima a cero y por último, el resto de usuarios (*Caso 3*). Para el primero de los casos SISO

otorga una mayor tasa a ese grupo de usuarios. Por el contrario, para el *Caso 3*, MISO (2 antenas en Tx) otorgará una mayor tasa que SISO. En el *Caso 2*, ambos se comportan de forma similar otorgando prácticamente una tasa nula.

Por último presentamos el último caso para $F = -75$ dB. Recordamos en este caso contamos con 4 antenas en Tx y 2 antenas en Rx en el que podemos analizar cómo se comporta la inclusión de una antena adicional en Rx.

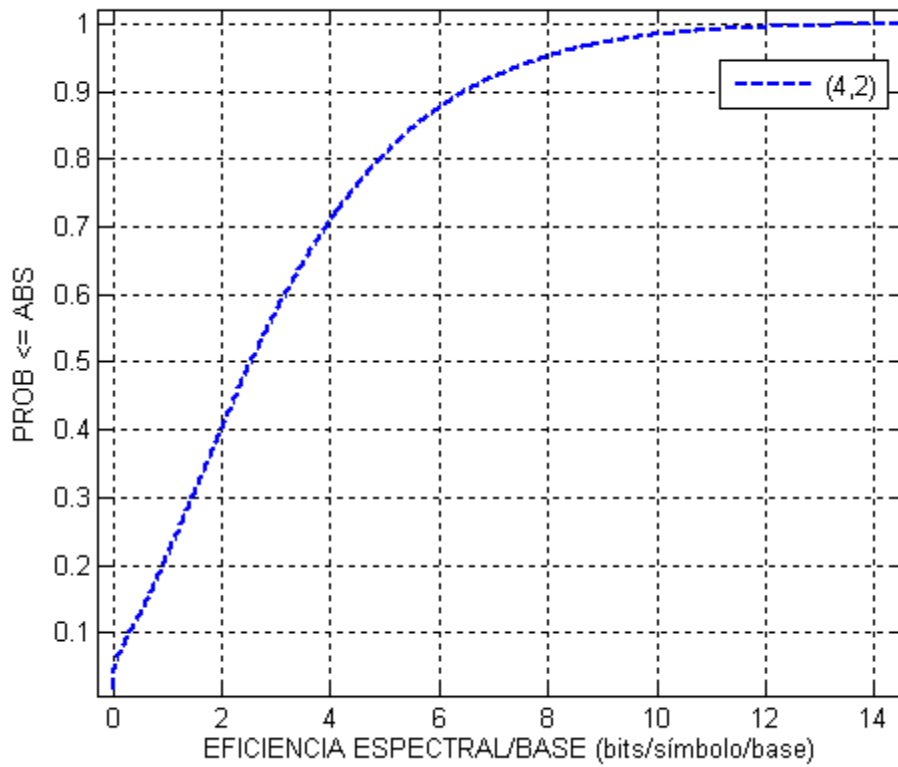


Figura 4.4. ZF (4,2) $F = -75$ dB

Como se puede apreciar a simple vista en la Figura 4.4, añadir una antena en Rx mejora notablemente la tasa recibida por cada usuario. En este caso, solamente tendremos un 5% de usuarios con una tasa muy cercana a cero mientras que el 20% contará con una tasa mayor a 5 bit/símbolo, obteniendo incluso, para un 2% de los casos, una tasa mayor a

10 bit/símbolo. El resto de los usuarios no citados contarán con tasas hasta 5 bit/símbolo con una media aproximada de 3 bit/símbolo.

Solapando las gráficas anteriores y para realizar una mejor comparación tenemos la siguiente figura.

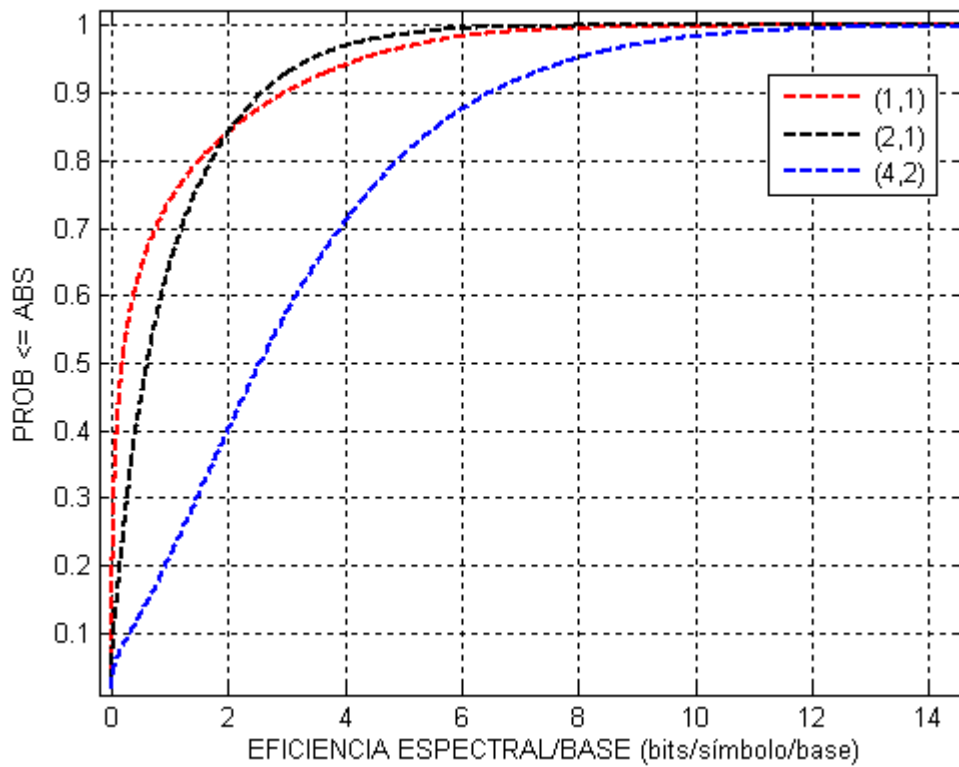


Figura 4.5. Comparativa ZF para $F = -75$ dB

Como se ha ido contando a lo largo de este caso, podemos observar en la gráfica que el incremento significativo de tasa viene dado por añadir antenas en Rx, mientras que añadir antenas en Tx crea un reparto más homogéneo de la tasa para todos los usuarios.

	Caso (1,1)	Caso(2,1)	Caso(4,2)
Media [bit/símbolo]	0.8958	1.0162	3.0623
Varianza	2.2338	1.3165	6.1174

Tabla 4.1. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -75$ dB

A continuación se han realizado las mismas simulaciones cambiando la figura de ruido a $F = -87$ dB para estudiar la evolución del sistema frente al ruido.

4.1.2 Resultados para $F = -87$ dB

Procedemos como en el caso anterior con la primera simulación. Sistema SISO (1,1) con $F = -87$ dB.

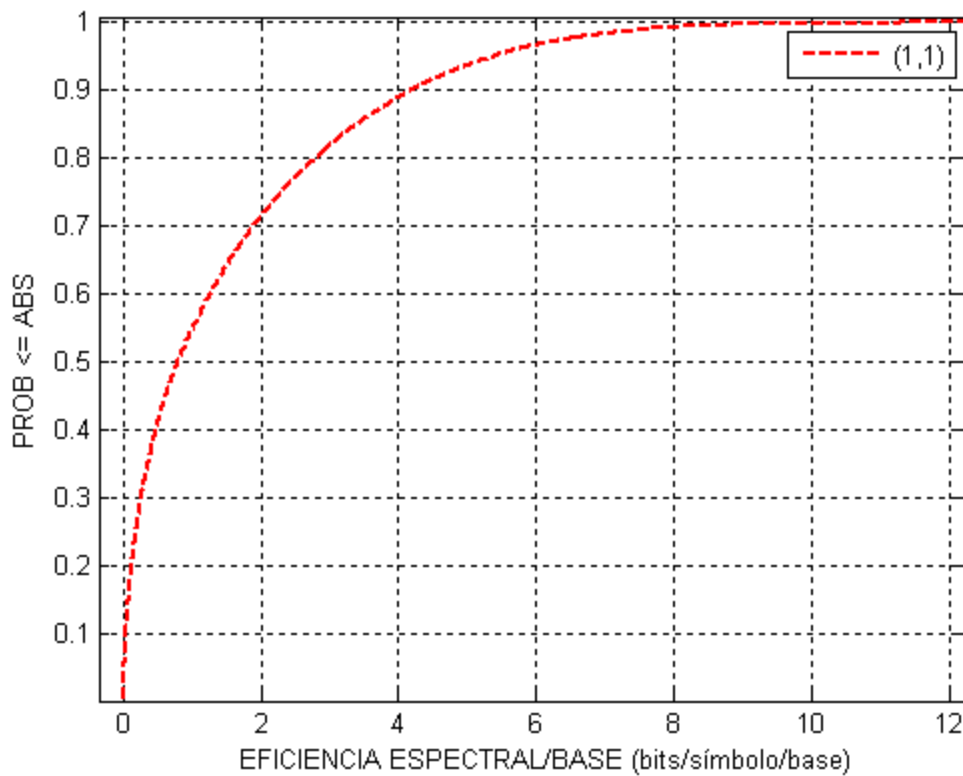


Figura 4.6. ZF (1,1) $F = -87$ dB

Si analizamos la gráfica (4.5) del mismo modo que las anteriores, observamos que un 17% aproximadamente tiene una tasa prácticamente nula mientras que el 30% de los usuarios tienen una tasa mayor de 2 bit/símbolo.

Se puede apreciar que al disminuir el ruido en el sistema, la tasa binaria aumenta ya que como se dijo antes, el ZF implementado es muy sensible al ruido térmico.

Continuamos con el siguiente caso: MISO (2 antenas en Tx)

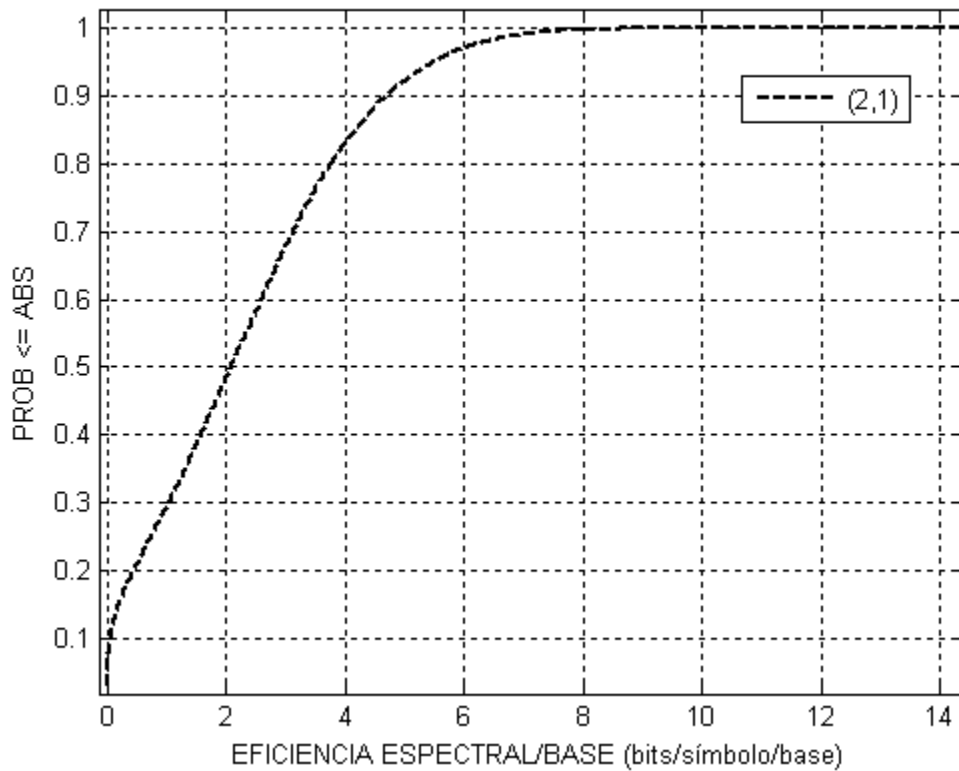


Figura 4.7. ZF (2,1) $F = -87$ dB

Según la Figura 4.6, nos encontramos con una situación en la que un 10% de los usuarios tienen una tasa muy cercana a cero, creciendo la tasa hasta 3 bit/símbolo para el 60% de los usuarios y el 30% de usuarios restantes gozarán de una tasa mayor a 3 bit/símbolo. Los usuarios más favorecidos obtendrán tasas mayores de 5 bit/símbolo (aproximadamente un 4% de los usuarios).

Si comparamos como en el apartado anterior las dos configuraciones de antenas (1,1) y (2,1) para poder analizar cómo actúa añadir una antena en Tx en un escenario de menor ruido obtenemos la figura siguiente

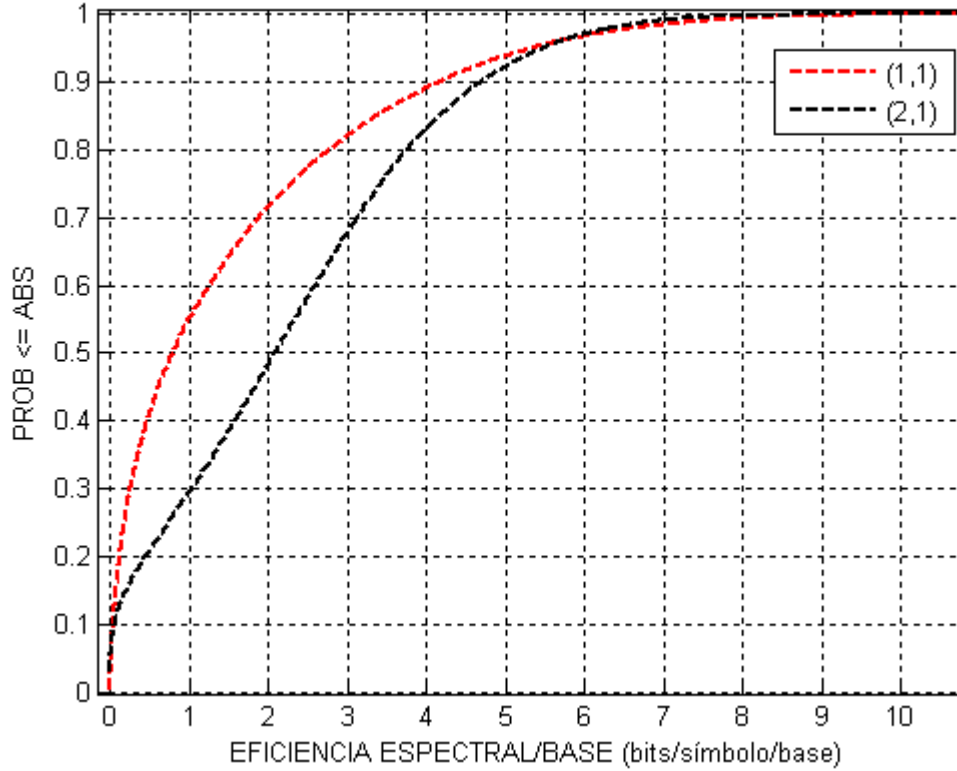


Figura 4.8. Comparativa ZF (2,1) Vs (1,1) $F = -87$ dB

En esta situación, en el caso SISO obtenemos una menor tasa binaria en prácticamente todos los usuarios del sistema excepto una pequeña cantidad de usuarios (3% aproximadamente) en los que el caso MISO de 2 antenas en Rx es superado en tasa.

Esto implica que según disminuimos el ruido, añadir antenas en Tx será ventajoso no solo para homogeneizar la tasa binaria entre todos los usuarios sino para aumentar la tasa de éstos en media. Hay que destacar que la homogeneización de (2,1) en comparación de (1,1) se ha reducido de forma notable con la reducción del ruido.

Por último y para cerrar este apartado, presentaremos los resultados de la simulación realizada para el caso (4,2) con $F = -87$ dB y la comparación de los 3 casos.

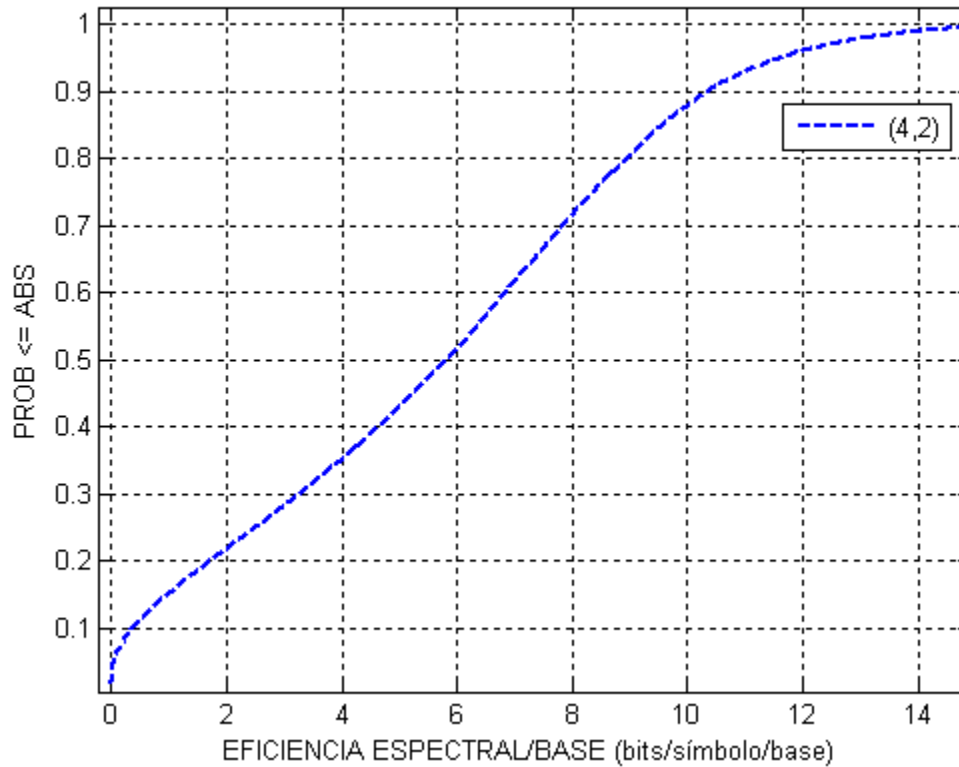


Figura 4.9. ZF (4,2) $F = -87$ dB

Observamos una curva parecida a la del apartado anterior pero mucho más inclinada, la reducción de ruido ha provocado un incremento en la tasa de todos los usuarios. Aún así observamos que los usuarios más desfavorecidos, un 6% aproximadamente cuentan con una tasa muy próxima a cero, por el contrario, un 12 % de ellos obtendrán una tasa de 10 bits/símbolo y el resto obtendrán una media de 5 bits/símbolo.

Si juntamos en una misma gráfica los 3 casos tenemos la siguiente figura.

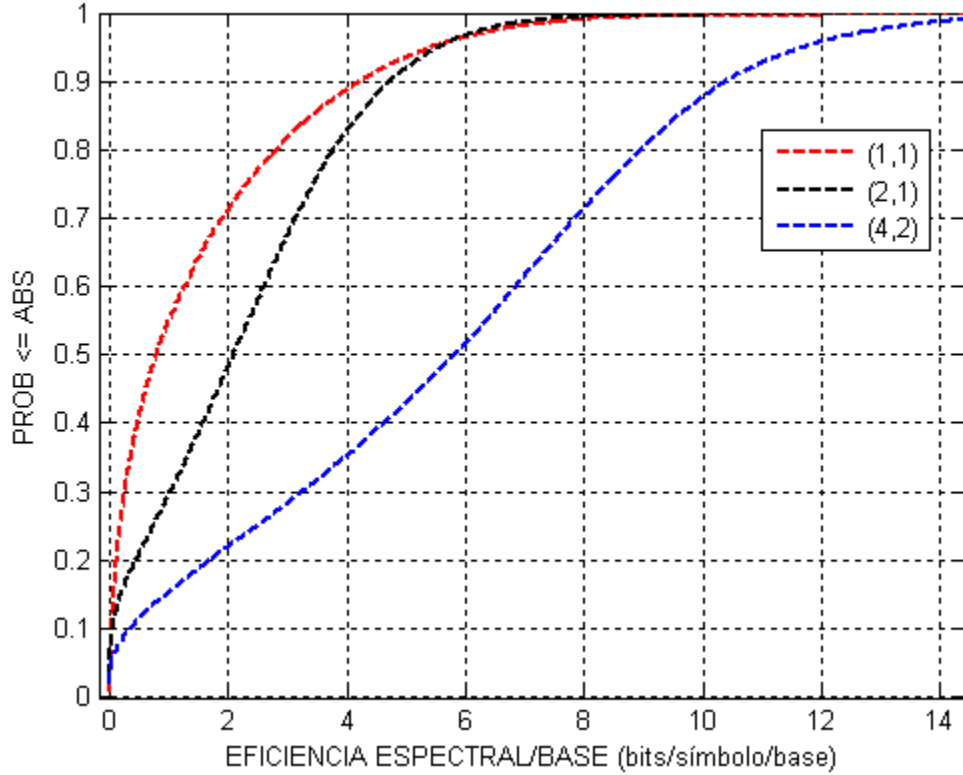


Figura 4.10. Comparativa ZF para $F = -87$ dB

En esta figura (4.5) se observa lo comentado a lo largo de este apartado. Al disminuir el ruido, las tasas de bit se han disparado, las antenas en Rx siguen aumentando la tasa de bit de forma desmesurada en comparación con los sistemas MISO y SISO. Las antenas en Tx siguen homogeneizando la tasa de todos los usuarios y otorgan una notable mejora en la tasa de los sistemas SISO.

	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	1.5235	2.2633	5.6349
Varianza	3.2321	3.1327	13.5282

Tabla 4.2. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -87$ dB.

4.1.3 Resultados para $F = -100$ dB

Esta última sección en la que se han realizado las simulaciones para $F = -100$ dB, ha sido pensada para corroborar los comportamientos deducidos del modelo anterior en cuanto a reducir el ruido se refiere. Por lo tanto lo exponemos a modo comparativo.

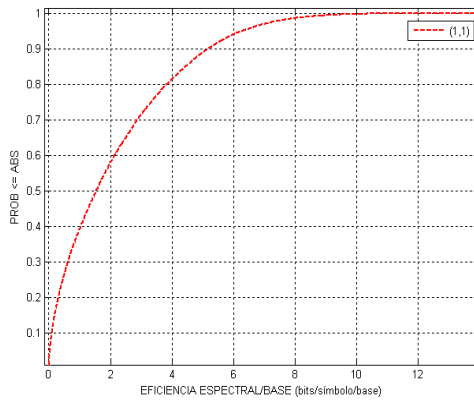


Figura 4.11. ZF (1,1) $F = -100$ dB

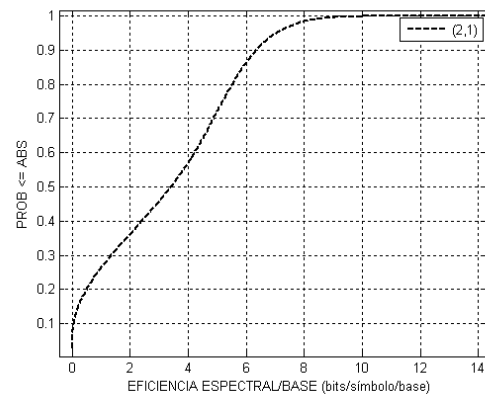


Figura 4.12. ZF (2,1) $F = -100$ dB

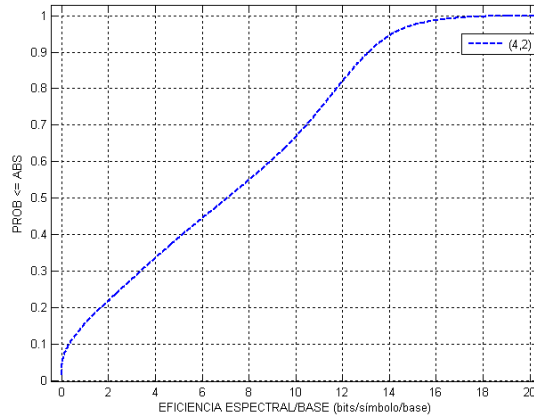


Figura 4.13. ZF (4,2) $F = 100$ dB

Solapando las 3 figuras anteriores obtenemos

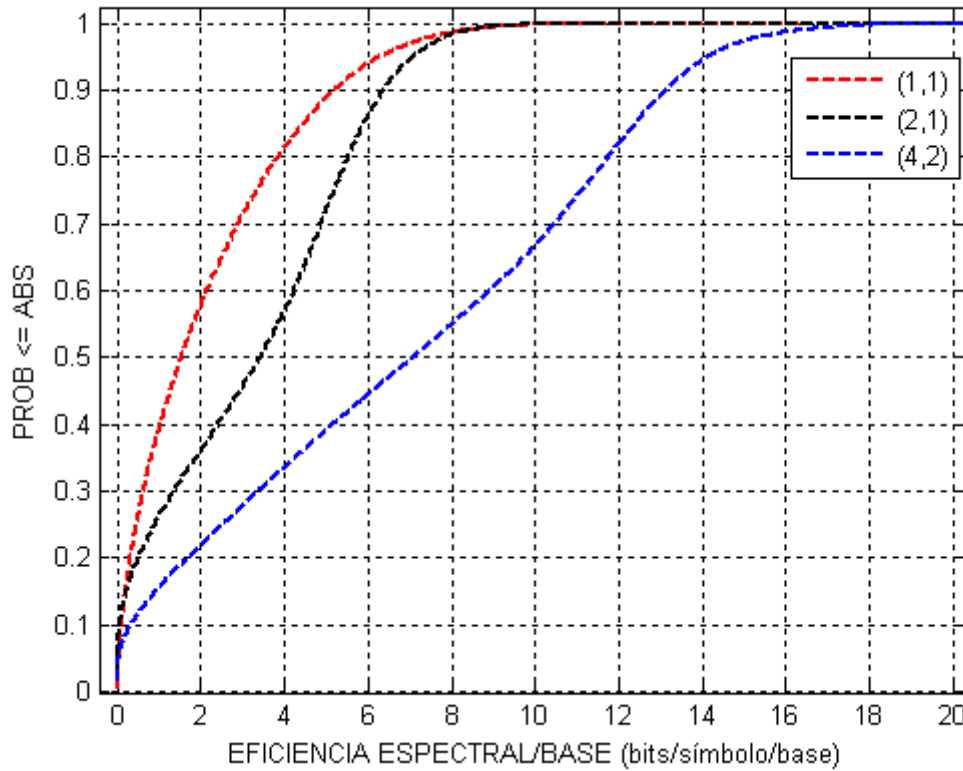


Figura 4.14. Comparativa ZF para $F = -100$ dB

Como se puede observar, las deducciones realizadas y argumentadas en el apartado anterior, se sostienen para ruidos más pequeños. Es importante mencionar que si comparamos los casos SISO (1,1) y MISO (2,1) apreciamos que a diferencia de las comparaciones anteriores, en este caso SISO no supera la tasa de MISO, es decir, MISO otorga una mayor tasa para todos los usuarios.

	Caso (1,1)	Caso(2,1)	Caso(4,2)
Media [bit/símbolo]	2.1527	3.2694	6.9619
Varianza	4.2587	5.7486	22.7440

Tabla 4.3. Comparativa ZF para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -100$ dB.

4.1.4 Comparaciones de ruido para ZF

Para observar la evolución de la tasa frente al ruido, construiremos para cada combinación de antenas, (1,1), (2,1) y (4,2) una gráfica con sus distintos ruidos.

Para el caso SISO tenemos la gráfica siguiente:

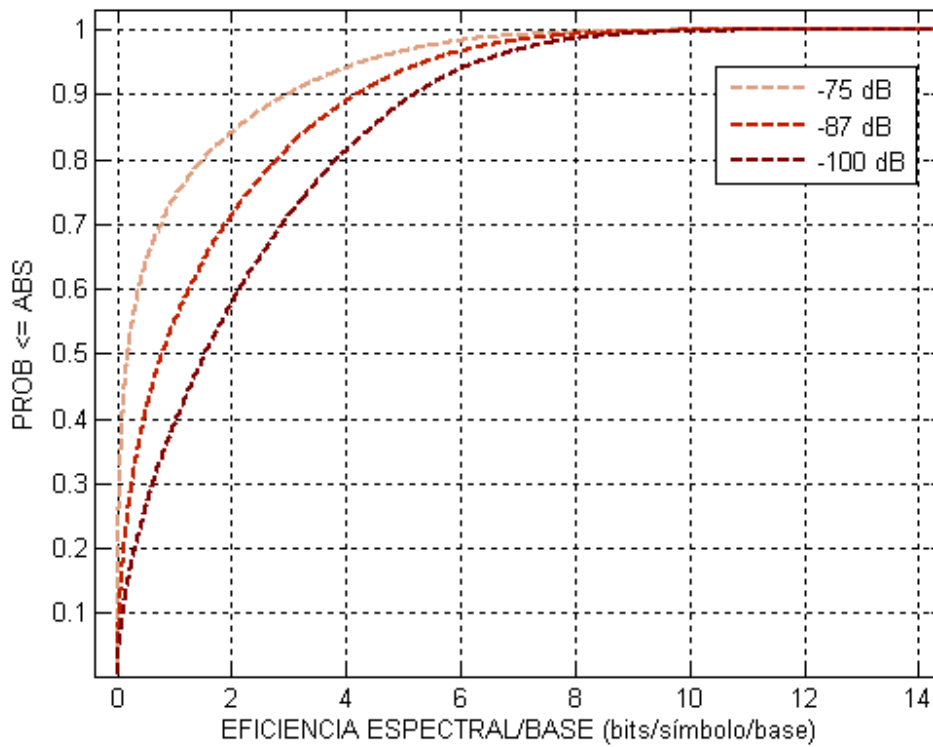


Figura 4.15. Comparativa ZF Ruido para (1,1)

Para el MISO:

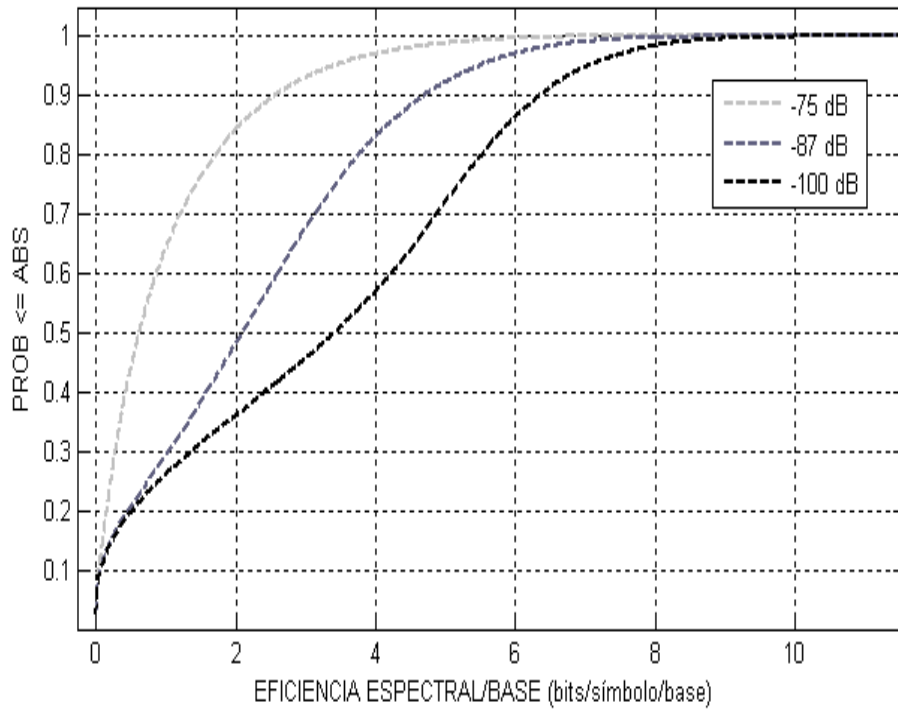


Figura 4.16. Comparativa ZF Ruido para (2,1)

Y Por último, para el caso MIMO:

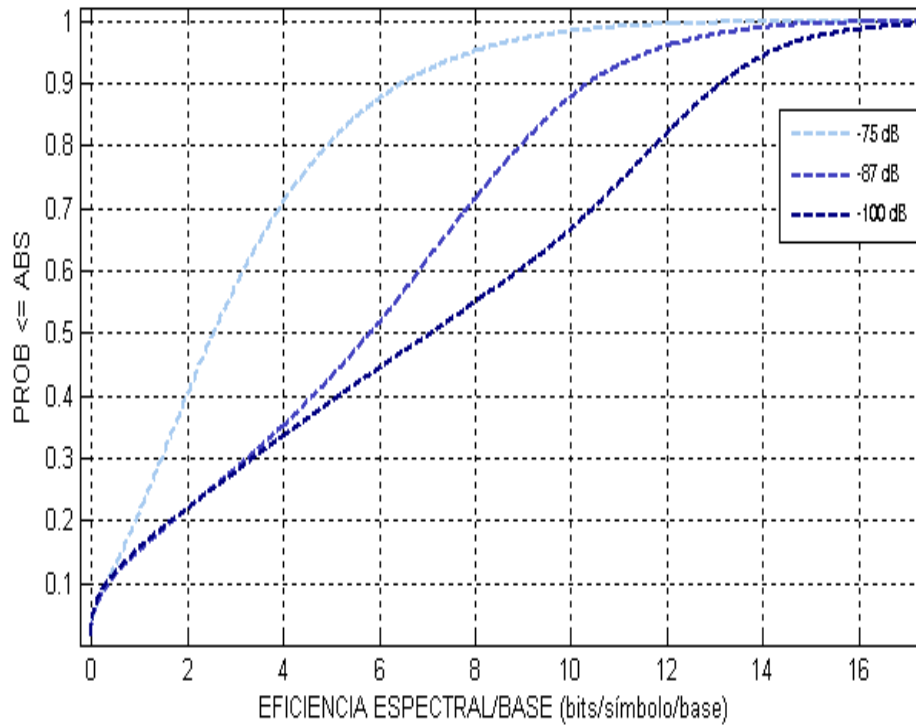


Figura 4.17. Comparativa ZF Ruido para (4,2)

Como se ha explicado con anterioridad, el ZF es muy sensible al ruido térmico. En las gráficas se puede observar que la tasa de bit aumenta según disminuimos el ruido.

	$F = -75 \text{ dB}$	$F = -87 \text{ dB}$	$F = -100 \text{ dB}$
Media(Caso (1,1))	0.8958	1.5235	2.1527
Media(Caso (2,1))	1.0162	2.2633	3.2694
Media(Caso (4,2))	3.0623	5.6349	6.9619

Tabla 4.4. Comparativa ZF Ruidos

4.2. Resultados MMSE-C

A continuación, presentamos los resultados obtenidos del MMSE-C, que ha sido desarrollado teóricamente en el apartado 4.6.3 del presente proyecto. Del mismo modo que para el caso de ZF, comenzaremos exponiendo las gráficas individuales para las diferentes figuras de ruido con las respectivas comparaciones entre ellas.

4.2.1 Resultados para $F = -75$ dB

Empezamos por el caso SISO (1,1)

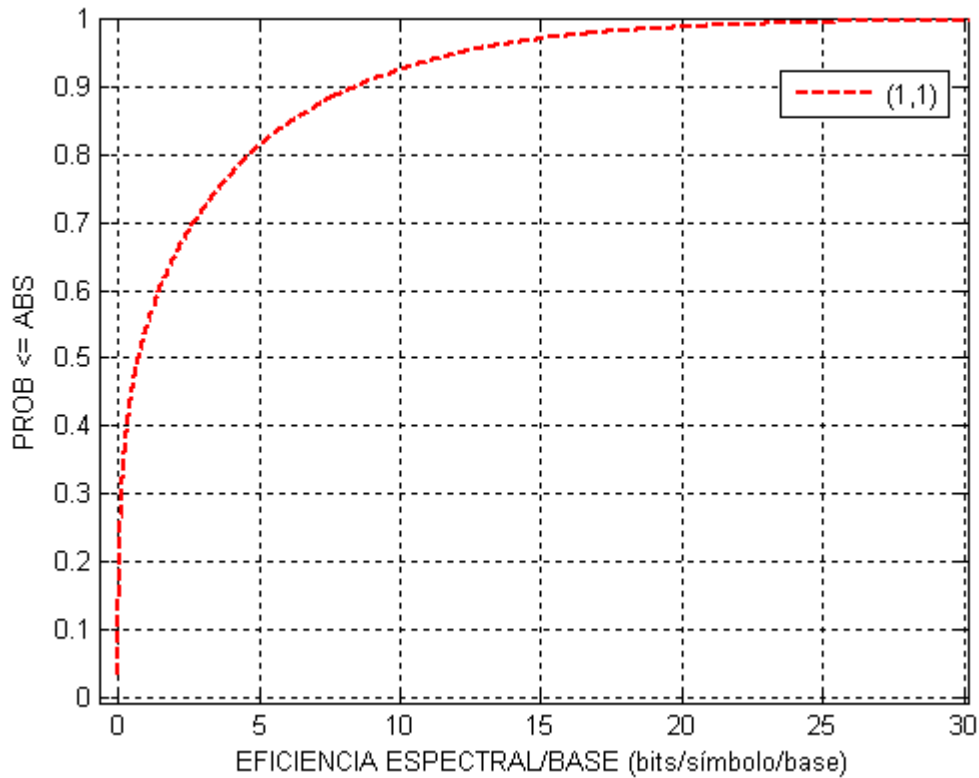


Figura 4.18. MMSE-C (1,1) $F = -75$ dB

Se puede apreciar una curva con un aspecto muy parecido al del caso ZF para esta misma situación, la diferencia, es el notable aumento de la tasa binaria.

Seguimos teniendo un gran número de usuarios desfavorecidos con un 35% de los mismos con tasa prácticamente nula, no obstante, un 20% de los usuarios cuentan con tasas superiores a los 5 bits/símbolo.

Continuamos con el caso MISO. Los resultados de la simulación en este caso son los que se muestran a continuación.

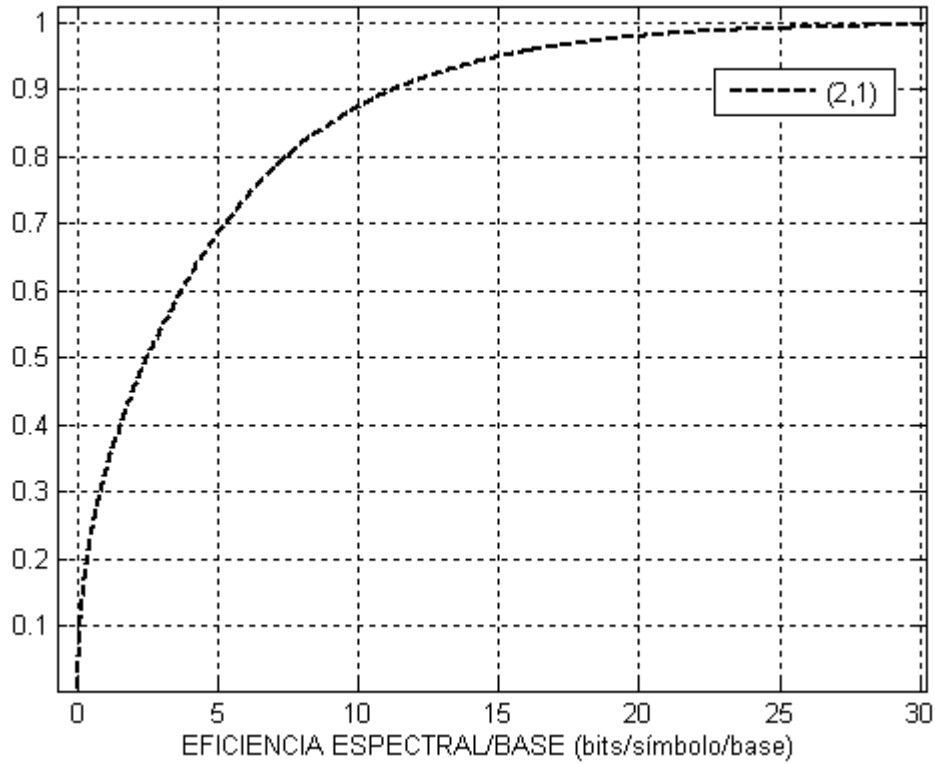


Figura 4.19. MMSE-C (2,1) $F = -75$ dB

En la figura (4.19), notamos un aumento significativo de la tasa binaria, pero a diferencia del caso anterior, la forma de la curva es muy distinta a la del caso MISO del ZF para el mayor ruido (-75 dB).

Esta diferencia en la curva es debida a que para el caso MISO con precodificación MMSE-C, el ruido tiene menos importancia, en otras palabras, este sistema combate mejor el ruido que en el caso del ZF.

En este caso, un 30% de los usuarios obtendrán una tasa mayor a 5 bits/símbolo mientras que existirá un 18% de los usuarios tendrán una tasa muy cercana a 0.

Para el último caso con $F = -75$ dB, obtenemos los siguientes resultados.

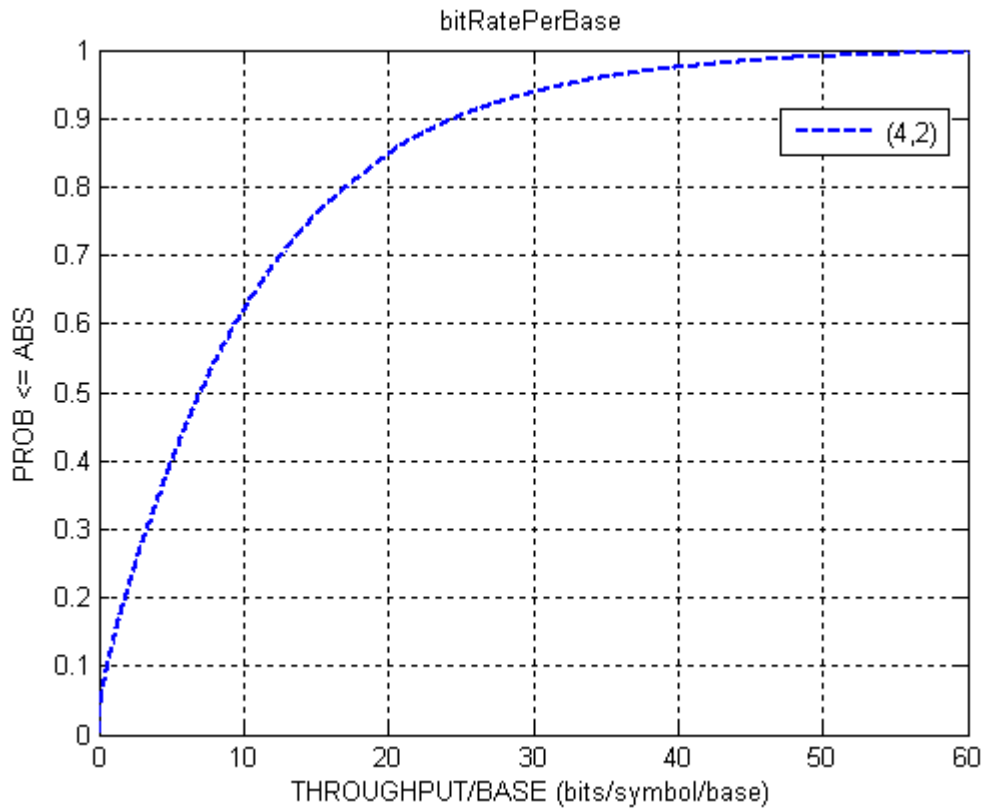


Figura 4.20. MMSE-C (4,2) $F = -75$ dB

En este caso, un 40% de los usuarios tendrán una tasa mayor de 10 bits/símbolo, llegando incluso en un 6% de los casos a tasas mayores de 30 bits/símbolo, como se puede observar en la gráfica, un 8% aproximado de los usuarios carecerán apenas de tasa binaria.

Continuamos comparando las 3 figuras de igual modo que se hizo en los anteriores apartados.

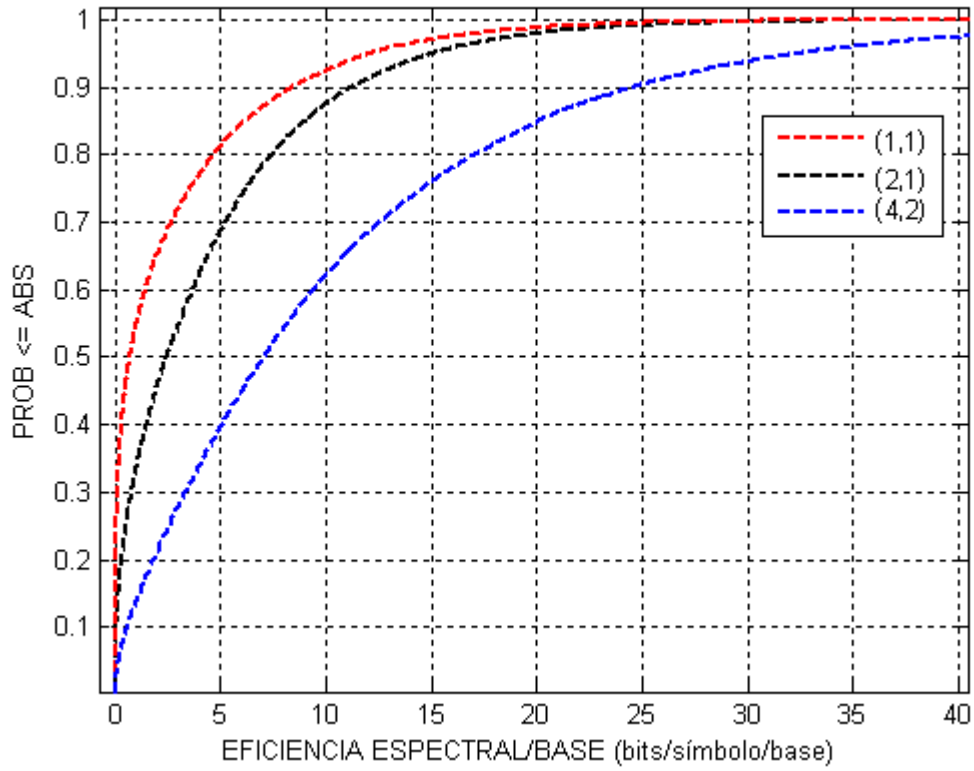


Figura 4.21. Comparativa MMSE-C para $F = -75$ dB

En esta gráfica, se puede ver que aumentando el número de antenas en Tx, mejoramos la tasa binaria de forma notable para todos los usuarios. Pero donde notamos realmente un incremento significativo, es con la introducción de antenas en Rx.

En comparación con el caso sin restricción con precodificación ZF, las curvas que proporcionaban las simulaciones con varias antenas en el transmisor tenían un aspecto característico muy diferente al que presentan ahora.

	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	2.7641	4.3445	10.4034
Varianza	20.6036	28.1214	120.0528

Tabla 4.5. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -75$ dB.

4.2.2 Resultados para $F = -87$ dB

Seguimos con los resultados para el siguiente valor de la figura de ruido y procedemos con el caso SISO.

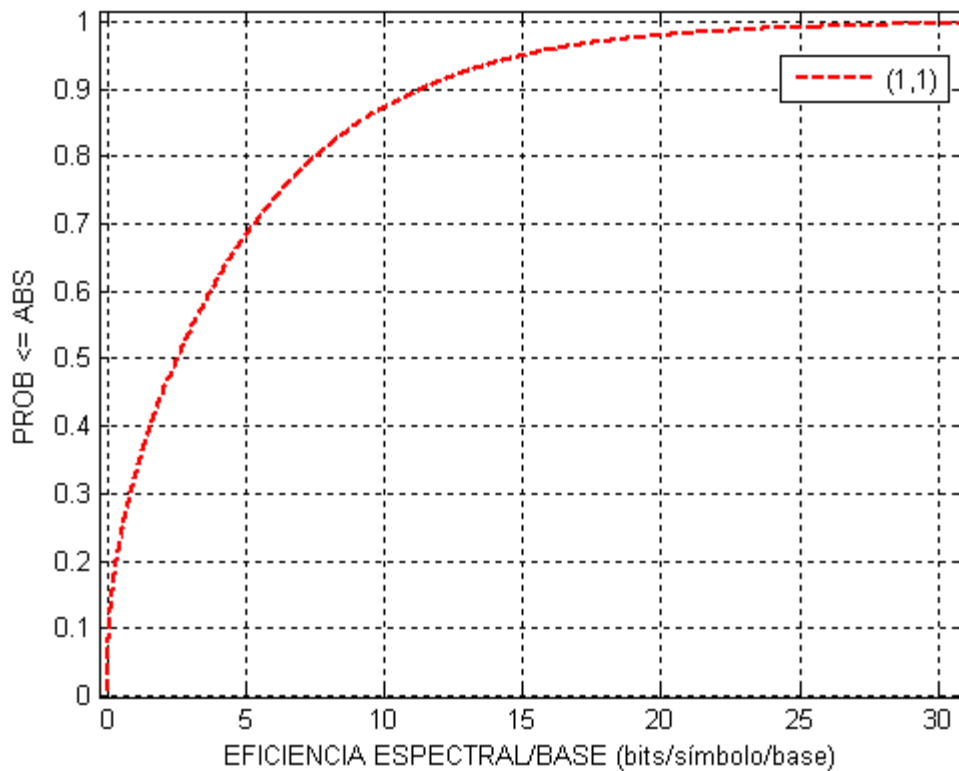


Figura 4.22. MMSE-C (1,1) $F = -87$ dB

Como se puede ver en la Figura 4.22, un 30% de los usuarios reciben más de 5 bits/símbolo, mientras que los usuarios con tasa prácticamente nula ahora son aproximadamente el 20%, es decir, hay menos usuarios con tasa prácticamente nula y una tasa de bit mayor para todos los usuarios que en el caso SISO de $F = -75$ dB.

Seguimos con el caso MISO.

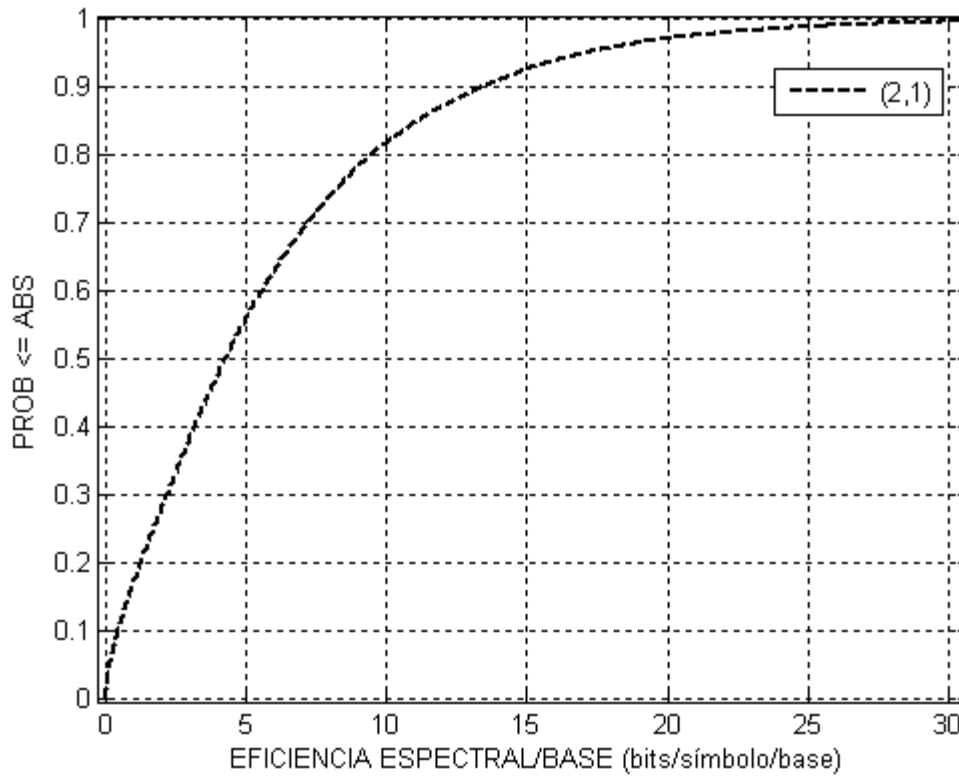


Figura 4.23. MMSE-C (2,1) $F = -87$ dB

Como se observa, la tasa de bit de la Figura 4.23 ha aumentado respecto a al caso MISO de $F = -75$ dB de la Figura 4.19 y al del caso SISO de $F = -87$ dB. En este caso hay un 42% de usuarios que superan los 5 bits/símbolo. Si prestamos atención a los casos más desfavorecidos, cerca de un 6% obtendrán tasa de bit cercana a cero.

Proseguimos con los resultados para la configuración MIMO.

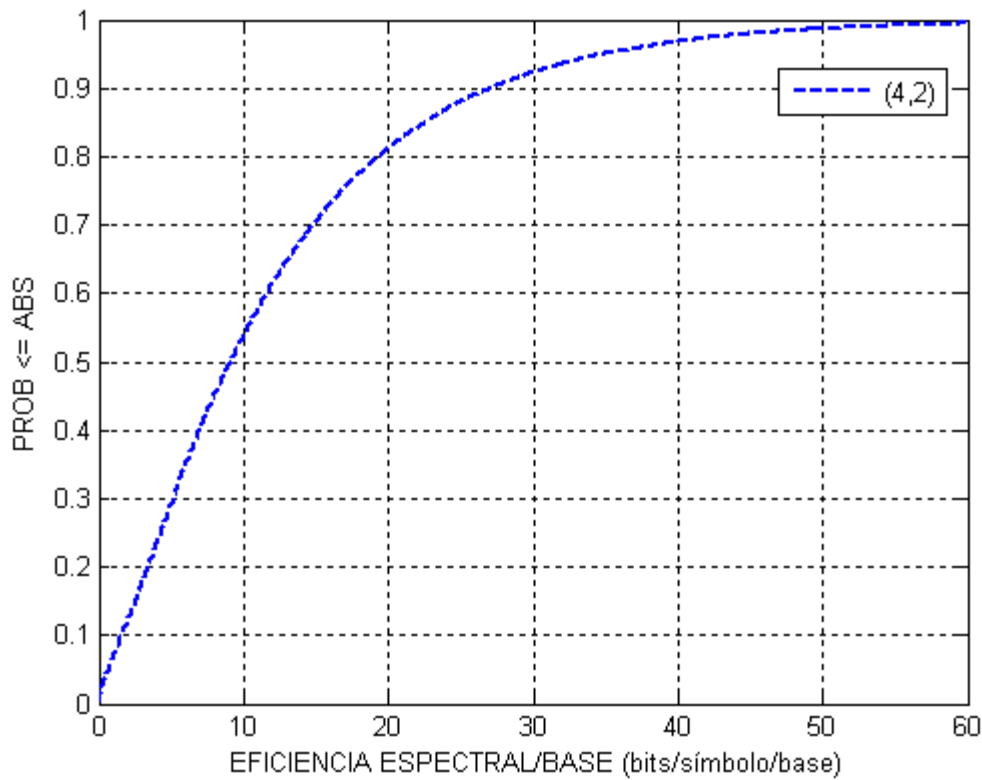


Figura 4.24. MMSE-C (4,2) $F = -87$ dB

Como viene siendo habitual, la tasa alcanzada con la configuración MIMO colocando dos antenas en Rx, es muy interesante, casi el 50 % de los usuarios obtendrían una tasa mayor a 10 bits/símbolo, de los cuales, los más favorecidos, podrían llegar a obtener tasas superiores a los 40 bits/símbolo.

Los usuarios menos favorecidos obtendrían una tasa prácticamente nula (un 3% aproximadamente). Este porcentaje resulta pequeño comparado con los otros dos casos analizados con $F = -87$ dB. (Ver Figura 4.25)

La siguiente figura muestra el solapamiento para las tres figuras anteriores junto con la tabla que las relaciona mediante media y varianza.

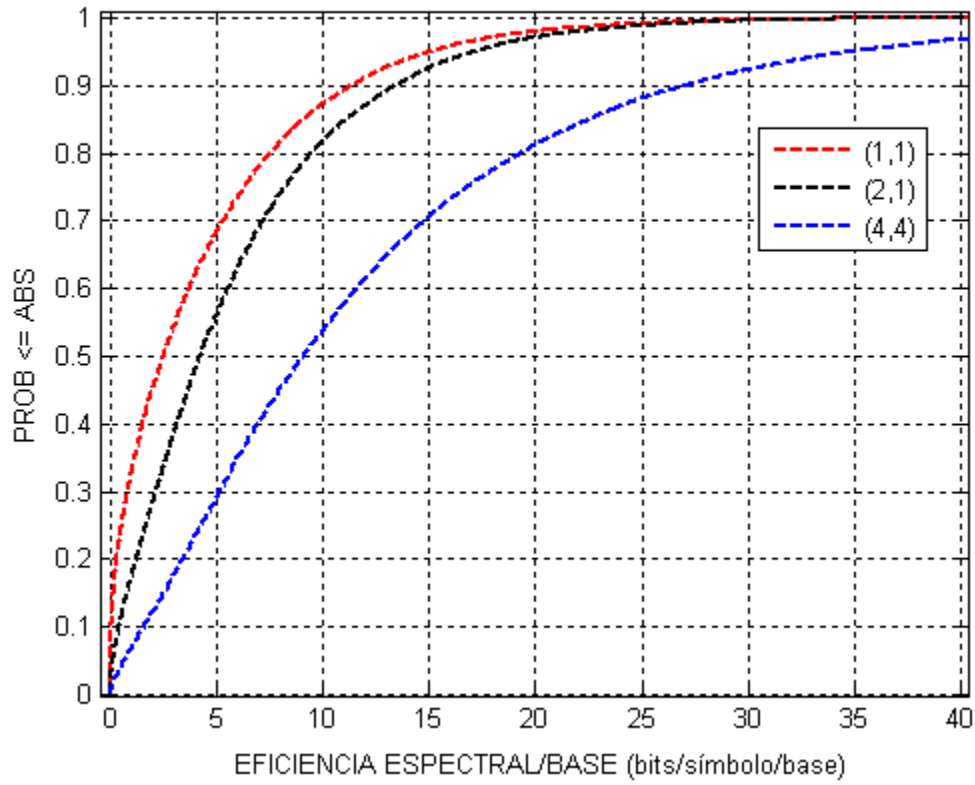


Figura 4.25. Comparativa MMSE-C para $F = -87$ dB

	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	4.3859	5.8400	12.2783
Varianza	28.3718	32.0599	129.6527

Tabla 4.6. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -87$ dB.

4.2.3 Resultados para $F = -100$ dB

Para finalizar las presentaciones de los resultados de la precodificación MMSE-C, de igual modo que hicimos en el caso anterior, la última de nuestras simulaciones con $F = -100$ dB, será a modo comparativo, para corroborar lo deducido durante las otras simulaciones sobre tasa de bit y comportamiento frente al ruido.

Se presentan el conjunto de resultados para las configuraciones (1,1), (2,1) y (4,2) en las siguientes Figuras.

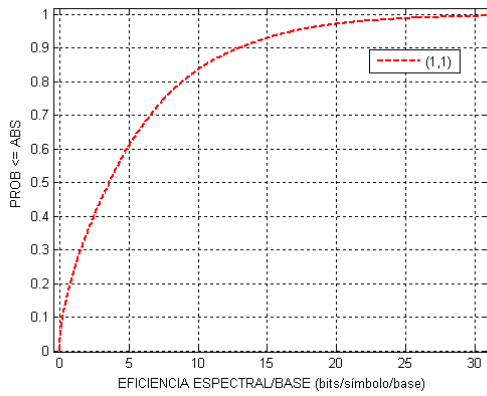


Figura 4.26. MMSE-C (1,1) $F = -100$ dB

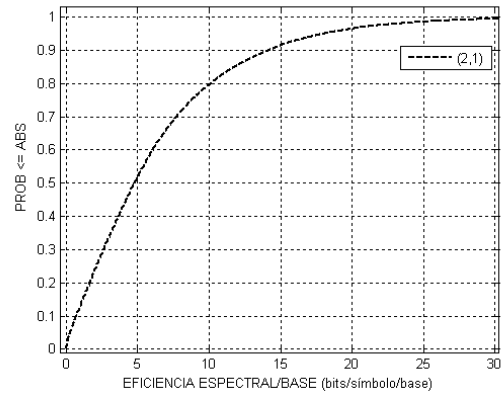


Figura 4.27. MMSE-C (2,1) $F = -100$ dB

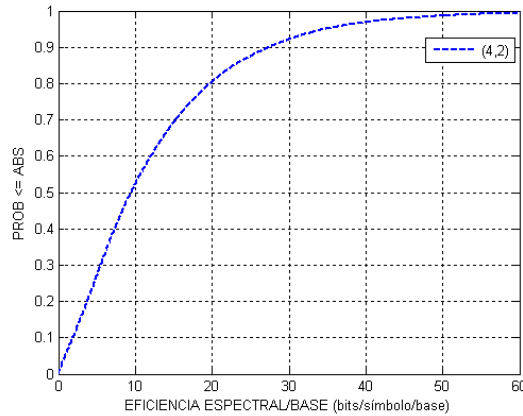


Figura 4.28. MMSE-C (4,2) $F = -100$ dB

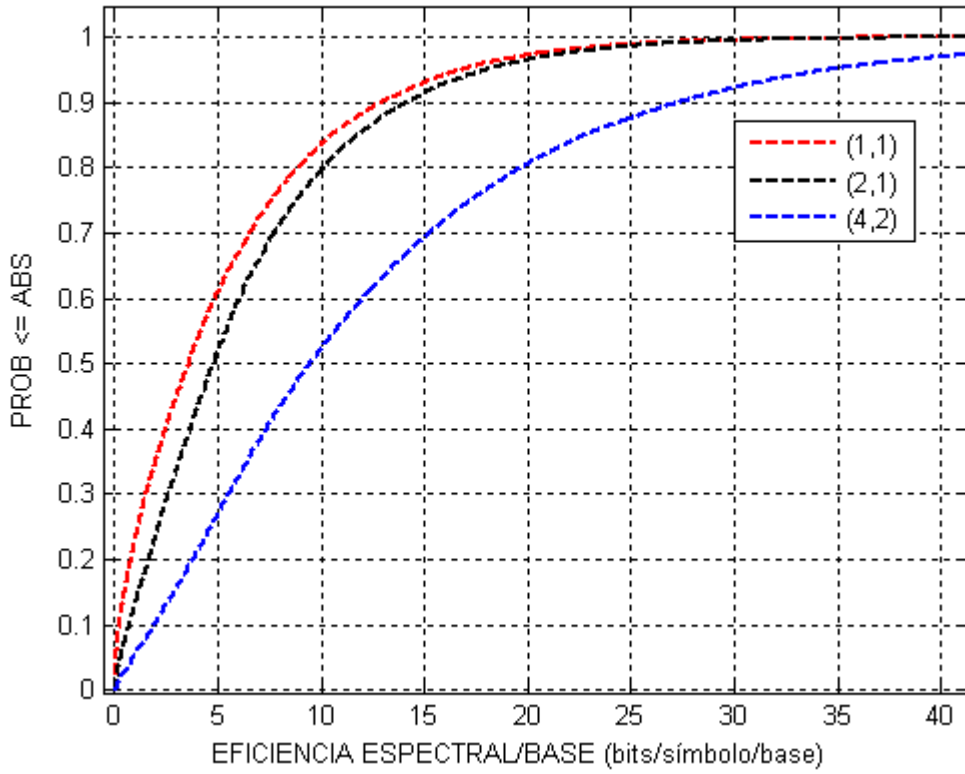


Figura 4.29. Comparativa MMSE-C para $F = -100$ dB

Como es lógico, a la vista de los resultados (Figura 4.29), a medida que disminuimos el ruido, mayores tasas de bit tendremos para cada uno de los casos.

La conclusión que podemos obtener es que a medida que el ruido disminuye, el beneficio que nos dan las antenas en Tx disminuye también, aunque, como es evidente, la tasa de bit en el caso MISO seguirá siendo mayor que en el caso SISO.

	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	5.3439	6.3706	12.6154
Varianza	33.1920	35.1075	128.8694

Tabla 4.7. Comparativa MMSE-C para los casos (1,1), (2,1) y (4,2) con $F = -100$ dB.

4.2.4 Comparaciones ZF Vs MMSE-C

Para cerrar este Capítulo 5, compararemos las dos técnicas para ver los beneficios en el aumento de tasa de bit y la frente al ruido térmico que nos ofrece MMSE-C con respecto ZF.

Comenzamos comparando los resultados para $F = -75$ dB.

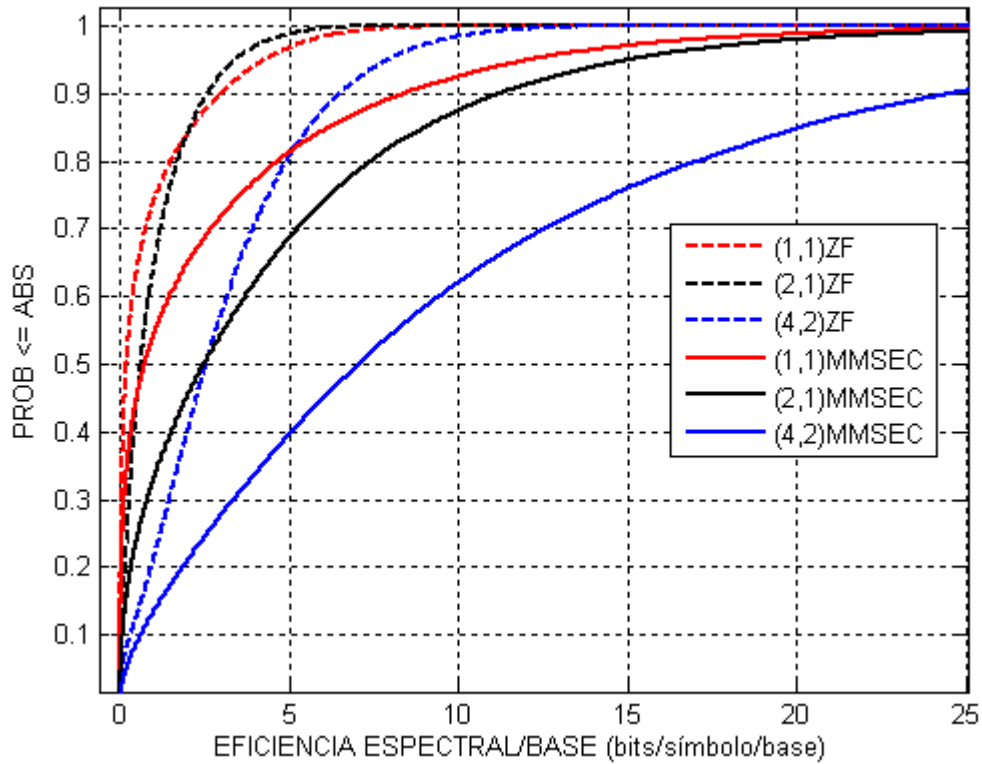


Figura 4.30. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -75$ dB

ZF	Caso (1,1)	Caso(2,1)	Caso(4,2)
Media [bit/símbolo]	0.8958	1.0162	3.0623
Varianza	2.2338	1.3165	6.1174
MMSE-C	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	2.7641	4.3445	10.4034
Varianza	20.6036	28.1214	120.0528

Tabla 4.8. ZF Vs MMSE-C $F = -75$ dB

Seguimos con la comparación de los resultados para $F = -87$ dB.

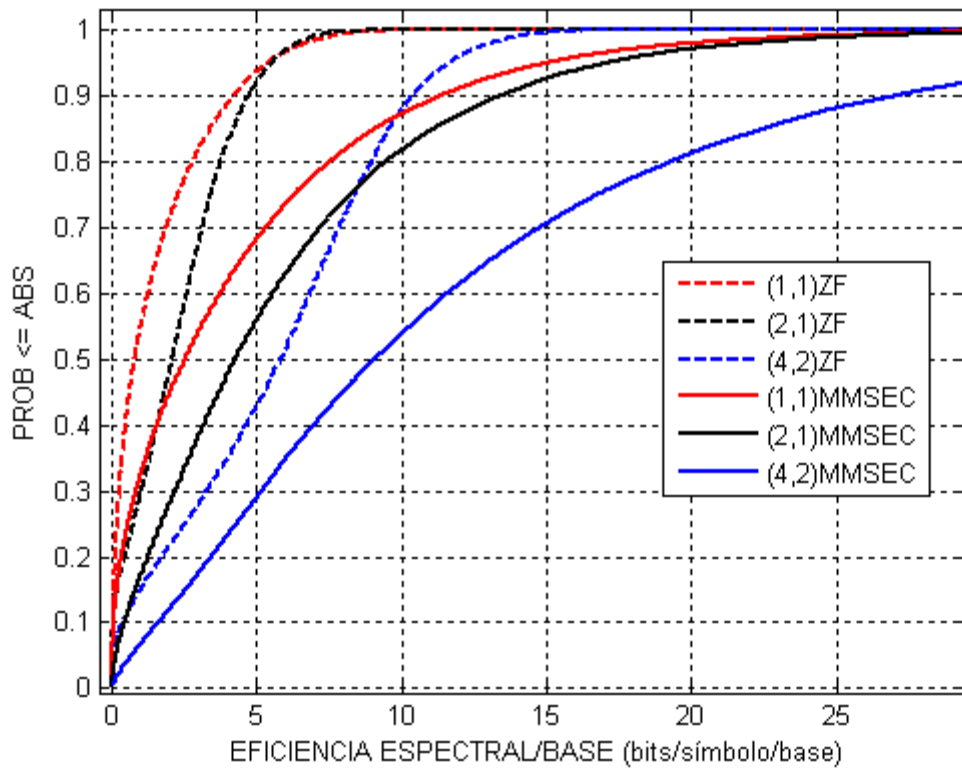


Figura 4.31. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -87$ dB

ZF	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	1.5235	2.2633	5.6349
Varianza	3.2321	3.1327	13.5282
MMSE-C	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	4.3859	5.8400	12.2783
Varianza	28.3718	32.0599	129.6527

Tabla 4.9. ZF Vs MMSE-C $F = -87$ dB

Por último comparamos los resultados obtenidos para $F = -100$ dB.

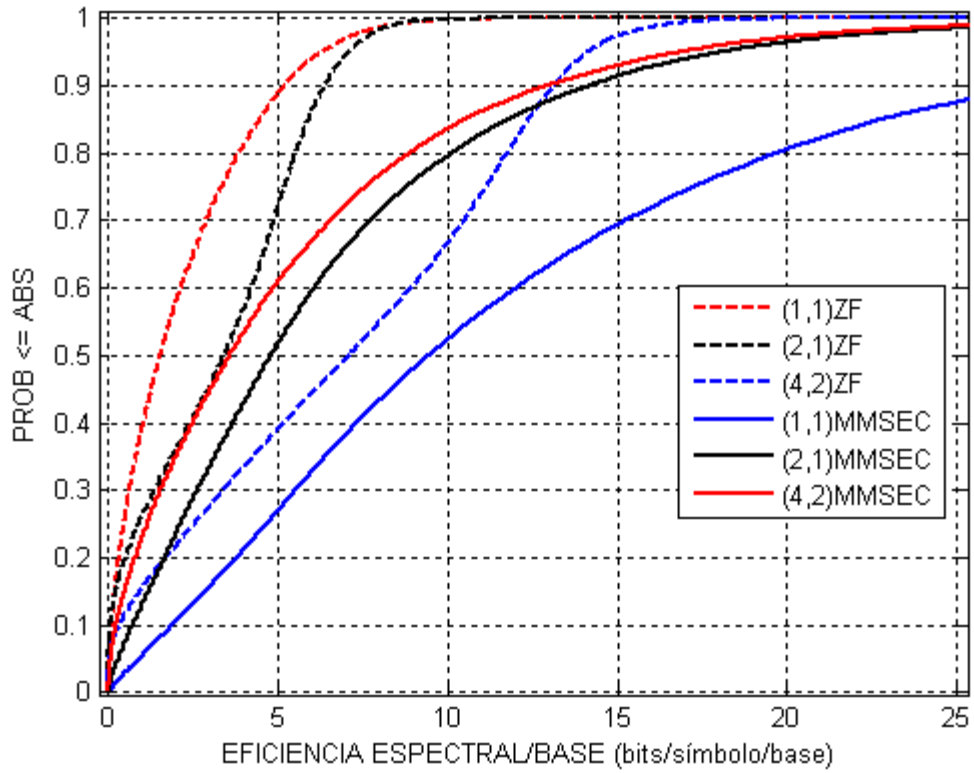


Figura 4.32. Comparativa ZF Vs MMSE-C para $F = -100$ dB

ZF	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	2.1527	3.2694	6.9619
Varianza	4.2587	5.7486	22.7440
MMSE-C	Caso (1, 1)	Caso(2, 1)	Caso(4, 2)
Media [bit/símbolo]	5.3439	6.3706	12.6154
Varianza	33.1920	35.1075	128.8694

Tabla 4.10. ZF Vs MMSE-C $F = -100$ dB

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas Futuras

Si recordamos los objetivos del proyecto, explicados en detalle en la sección 1.1 del mismo, analizando y contrastando los resultados podemos encontrar conclusiones muy interesantes acerca de la tecnología de multiplexado espacial utilizada. De esta forma trataremos de buscar mejoras y proponerlas para investigaciones futuras.

En primer lugar hay que destacar que las estrategias desarrolladas han funcionado para sistemas con ruido excesivamente bajo, es decir, para sistemas en los que la relación señal a ruido SNR sea alta, tanto el ZF como el MMSE-C pueden tener un rendimiento realmente bueno, pero en los casos en los que el ruido del sistema sea alto, la SNR será baja, entonces el ZF y el MMSE-C, al estar restringidos en términos de potencia en el transmisor, necesitarán de otras técnicas o su rendimiento será malo.

Por otro lado, hay que mencionar que la mejora introducida por el MMSE-C respecto al ZF es muy interesante, ya que introduce de 3 a 6 bits/símbolo en media más que el ZF. Además hemos visto que tiene un mejor comportamiento frente al ruido térmico que ZF.

En cuanto a la inclusión de antenas, como se ha ido comentando a lo largo del apartado 4, introducir antenas en el transmisor nos proporciona una mayor tasa binaria y además, un reparto más uniforme de la tasa de bit entre los usuarios, pero, donde obtenemos una mejora realmente buena en la tasa binaria, es con la inclusión de antenas en recepción.

Demostrado entonces que las técnicas de cancelación de interferencias entre usuarios en sistemas MIMO pueden llegar a tener una gran salida, de cara a la realización práctica de un sistema de este tipo, se sugiere la inclusión de antenas en los receptores o bien, en el caso de ser económicamente más barato y/o viable, incluir en la medida de lo posible mas antenas en las BTS.

Por lo tanto, de usar estas técnicas en el futuro, se recomienda que sea MMSE-C, por las razones citadas con anterioridad.

Para posibles líneas futuras, se sugiere buscar técnicas compatibles con las desarrolladas en el presente proyecto que sean menos sensibles al ruido térmico, o en otras palabras, buscar técnicas basadas en las propuestas para aprovechar de forma eficiente, la cancelación de interferencias entre usuarios.

También se abre la puerta a las técnicas de precodificación no lineales como el DPC, ya que, teóricamente, pueden ofrecer una mayor tasa de bit, no obstante, aumentaría la complejidad del diseño y el coste computacional.

Capítulo 6

Presupuesto

En este sexto y último capítulo, se presenta el presupuesto de los costes de la realización del proyecto. Los gastos serán atribuidos a gastos personales y gastos del material y software utilizado.

Presentaremos los costes debidos a las horas empleadas por el ingeniero en diferentes fases:

Fases	Tiempo (horas)
Documentación	200
Desarrollo del software	400
Simulación y análisis de los resultados	500
Redacción de la memoria	200

Tabla 6.1. Fases y horas

En la tabla se muestran las horas aproximadas que el ingeniero ha empleado en la realización del proyecto. El resultado total del tiempo invertido es de 1300 horas.

Según la tabla de honorarios del Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación, las tarifas establecidas son de 60 €/hora. Por lo tanto, el total resultante es de 78.000 €.

En la siguiente tabla se justificarán los gastos materiales necesarios para la realización del proyecto.

Materiales	Importe (€)
Equipo informático	1500
Software de simulación	500
Documentación	300
Otros gastos	200

Tabla 6.1. Materiales

Si nos fijamos en la tabla (6.1), el total del importe relacionado con los materiales utilizados asciende a 2500 €. Por lo tanto, el coste global del proyecto será 80.500 €.

Aplicando el IVA (18%), el coste total del proyecto resulta ser de 94.990 €.

El ingeniero proyectista,

Fdo. Guillermo García Blázquez

Bibliografía

- [1] M. Haardt, V. Stankovic and G. Del Galdo, “Efficient Multi-user MIMO Downlink Precoding And Scheduling”, Ilmenau University of Technology Communications Research Laboratory
- [2] Max H. M. Costa, “Writing on dirty paper”, IEEE Transactions on Information Theory, vol.29, no.3, pp.439-441, Mayo 1983.
- [3] S. I. Gelfand y M. S. Pinsker, “Coding for channel with random parameters”, Problems of Control and Information Theory, vol.9, no.1, pp. 19-31, 1980.
- [4] Oscar I. Pérez Navarro, “Coordinación de múltiples antenas en redes celulares para alcanzar una alta eficiencia espectral.” Universidad Carlos III de Madrid. 2008
- [5] J. E. Flood. Telecommunication Networks. Institution of Electrical Engineers, London, UK, 1997. chapter 12.
- [6] J. Salz, “Digital transmission over cross-coupled linear channels,” At&T Technical Journal, vol. 64, no. 6, pp. 1147-1159, July-August 1985.
- [7] Gregory G. Raleigh and John M. Cioffi, “Spatio-temporal coding for wireless communication,” IEEE Transactions on Communications, vol. 46, no. 3, pp. 357-366, March 1998.

- [8] G.J.Foschini, “Layered space–time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” Bell Labs Syst. Tech. J., vol. 1, p. 41–59, Autumn 1996.
- [9] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, “Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space–time communication architecture,” Electron. Lett., vol. 35, pp.~14–16, Jan. 1999.
- [10] G. Caire and S. Shamai, “On the achievable throughput of a multiantenna gaussian broadcast channel,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.49, no. 7, pp. 1691–1706, July 2003.
- [11] D. Gesbert, M. Kountouris, R.W. Heath Jr., C. B. Chae, and T. Salzer, “From single user to multiuser communications: Shifting the MIMO paradigm,”
- [12] F. Kaltenberger, M. Kountouris, L. Cardoso, R. Knopp and D. Gesbert, “Capacity of Linear Multi-user MIMO Precoding Schemes with Measured Channel Data”,
- [13] M. Awad, K. T. Wong & Z. Li, *An Integrative Overview of the Open Literature's Empirical Data on the Indoor Radiowave Channel's Temporal Properties*, IEEE Transactions on Antennas & Propagation, vol. 56, no. 5, pp. 1451-1468, May 2008.
- [14] Y. Liu, K. Contractor, and Y. Kang (2007), Path Loss For Short Range Telemetry, in S. Leonhardt, T. Falck, and P. Mahonen (Eds.) 4th International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN 2007), March 26 - 28, 2007 RWTH Aachen University, Germany; p.70-74, doi:10.1007/978-3-540-70994-7_12.

- [15] C.A. Balanis, "Antenna Theory", 2003, John Wiley and Sons Inc.
- [16] Bernard Sklar (July 1997). "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization". *IEEE Communications Magazine* **35** (7): 90–100.
- [17] J. Johnson, "Thermal Agitation of Electricity in Conductors", *Phys. Rev.* **32**, 97 (1928) – the experiment
- [18] T. Tamaki, k. Seong and J. M. Cioffi, "Downlink MIMO Systems Using Cooperation among Base Stations in a Slow Fading Channel", *of IEEE Communications Society subject matter experts for publication in the ICC 2007 proceedings*

Otras referencias de interés que han sido usadas como consulta a lo largo del proyecto.

X. Huang, C. Liang and J. Ma, "System Architecture and Implementation of MIMO Sphere Decoders on FPGA" , *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 16, no. 2, February 2008

V. Stankovic and M. Haardt, "Generalized Design of Multi-User MIMO Precoding Matrices", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 3, March 2008

B. Song and M. Haardt, "Analysis and Improvements of Linear Multi-user MIMO Precoding Techniques", *Ilmenau University of Technology Communications Research Laboratory*